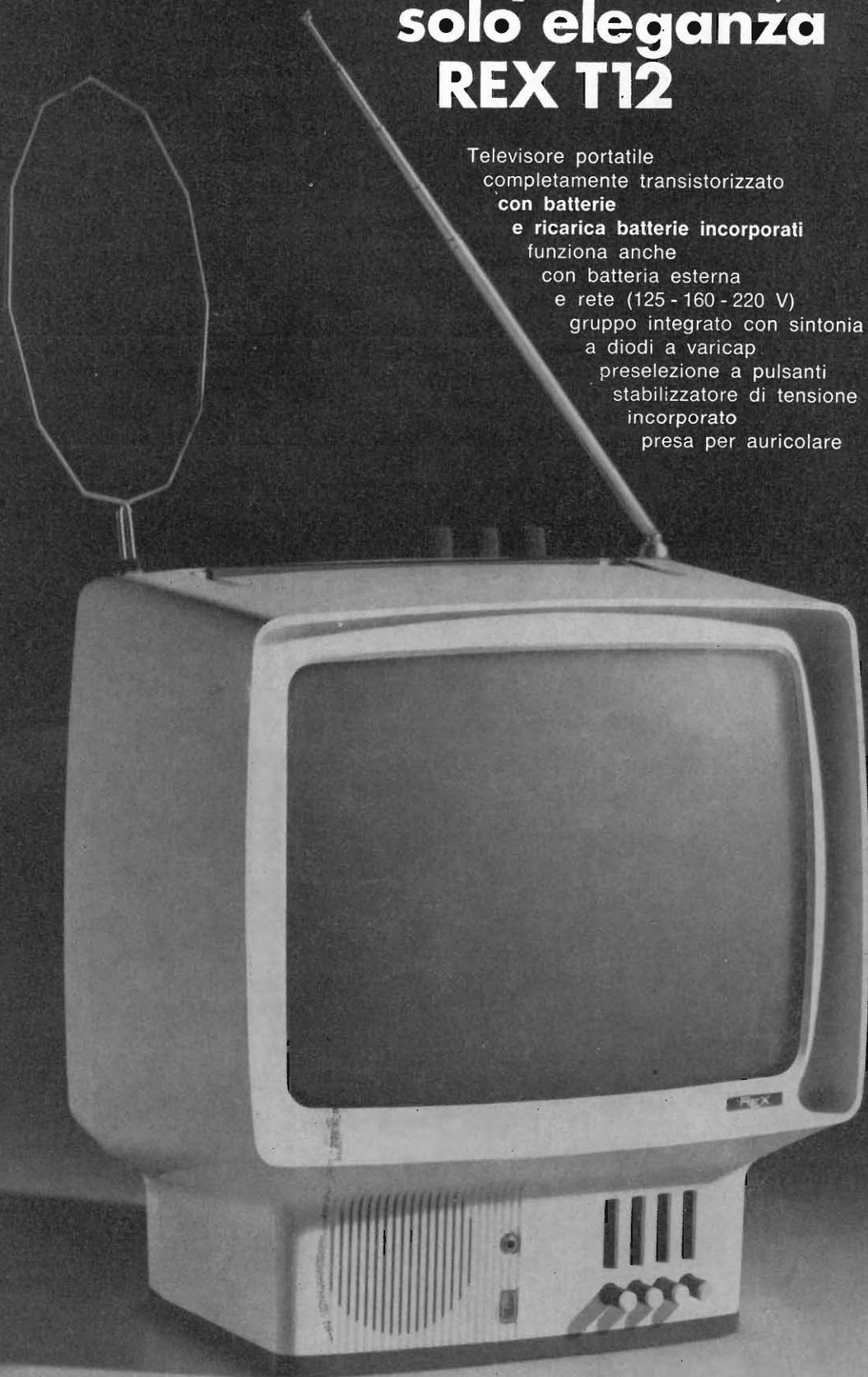
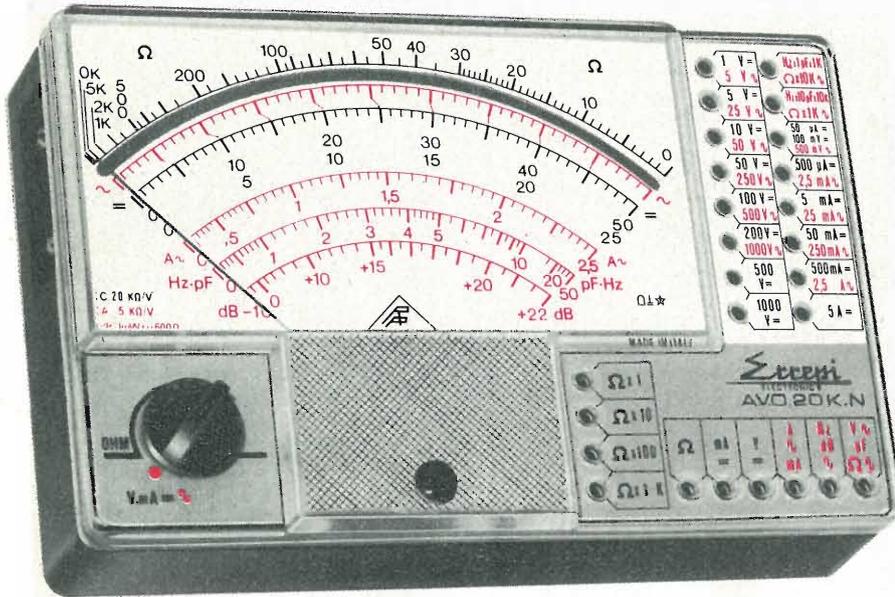
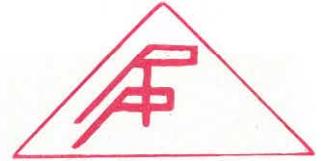
anno XLIII - numero 8 - agosto 1971 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

Per chi non vuole solo tecnica,
solo praticità,
solo eleganza
REX T12
Televisore portatile
completamente transistorizzato
con batterie
e ricarica batterie incorporati
funziona anche
con batteria esterna
e rete (125 - 160 - 220 V)
gruppo integrato con sintonia
a diodi a varicap
preselezione a pulsanti
stabilizzatore di tensione
incorporato
presa per auricolare
REX

S. n. C. 20131 MILANO
VIA VALLAZZE 95 - TEL. 23 63 815

ANALIZZATORE A.V.O. 20 K.N. (con dispositivo di protezione) 20.000 Ω/V.

DESCRIZIONE

1. Minimo ingombro mm. 140x90x35 e peso grammi 350, un grande strumento dalle piccole dimensioni. — 2. Circuito stampato portante i vari componenti costruiti con materiali speciali ad altissimo isolamento. — 3. Assenza totale di commutatori rotanti e quindi di falsi contatti dovuti all'usura ed a guasti meccanici. — 4. Jack di contatto di concezione completamente nuova.

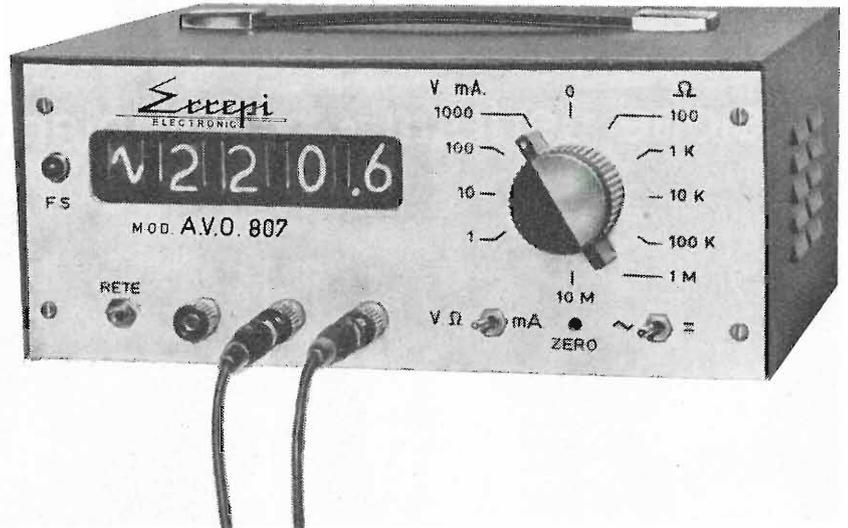
CARATTERISTICHE TECNICHE:

Volt cc. (20.000 ohm/volt) 9 portate: 100 mV - 1 V - 5 V - 10 V - 50 V - 100 V - 200 V - 500 V - 1000 V. — Amp. cc. 6 portate: 50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A. — Volt. ca. (5.000 ohm/volt) 7 portate: 500mV - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V. — Amp. ca. 4 portate: 2,5mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A. — Ohm cc. 4 portate: con alimentazione a batteria da 3 Volt - 10.000-100.000 ohm - 1-10 Megaohm. — Ohm ca.: 2 portate, con alimentazione 220 V ca. - 10-100 Megaohm. — Rivelatore di reattanza: 1 portata, Da 0 a 10 Megaohm. — Misure di frequenza: 3 portate. 50-500-5000Hz. — Misure di uscita: 7 portate, 500 mV - 5 V - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V — Decibels. 5 portate - da — 10a + 62 dB. — Capacimento in ca.: 2 portate, alimentazione Volt 220. 50.000-500.000 pF. — Capacimento in cc.: 2 portate - 20-200 μF. — Dispositivo di protezione dello strumento contro sovraccarichi e inserzioni errate. — In vendita completo di astuccio, puntali, pila, manuale di istruzione.

I PREZZI INDICATI SI INTENDONO NETTI FRANCO NS. STABILIMENTO.

L. 12.900

ANALIZZATORE DIGITALE A.V.O. MOD 807

Il DIGITAL Mod. 807 è uno strumento di laboratorio dalle elevate prestazioni (4 cifre, precisione 0,1% delle misura, elevata stabilità, sicurezza di funzionamento, accurata scelta dei componenti ecc.) realizzato sulla base delle più aggiornate tecnologie.
La sua semplicità di impiego ed il suo costo limitato lo mettono alla portata anche di quei tecnici che desiderano effettuare una vasta gamma di misure precise senza dover ricorrere a diversi costosi strumenti.
Tra le importanti prestazioni dello strumento vi è infatti l'impiego come frequenziometro digitale a quattro cifre.

NOVITA' / ECCEZIONALE al prezzo netto di L. 320.000, franco ns stabilimento

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Presentazione a 4 cifre con tubi tipo NIXIE
Indicazione di Fondo Scala.
Indicazione automatica di polarità.
Indicazione punto decimale.

	PORTATE	PRECISIONE
V. c.c.	1 - 10 - 100 - 1000 V.	± 0,1% della lettura ± 0,05% del F.S.
V. c.a.	1 - 10 - 100 - 500 V.	± 0,2% » » ± 0,1 % » »
I. c.c.	1 - 10 - 100 - 1000 mA.	± 0,1% » » ± 0,05% » »
I. c.a.	1 - 10 - -44 - 1000 mA.	± 0,2% » » ± 0,1 % » »
R	100Ω - 1 KΩ - 10 KΩ - 100 KΩ	± 0,5% » » ± 0,1 % » »
	1 M Ω	± 1. % » » ± 0,5 % » »
	10 M Ω	± 5 % » » ± 1 % » »

ALTRE CARATTERISTICHE

Alimentazione: 220 V. ± 10% - 50 Hz. - Consumo: 20 VA - Dimensioni: 230 mm x 95 mm x 180 mm. - Peso. Kg. 3

Misura di frequenze da 10 Hz. a 9999 Hz. ± 0,05%
C M R R a 50 Hz = 120 dB
N M R R a 50 Hz = 60 dB
Campo di frequenza per le misure in c. a. nei limiti delle precisioni indicate: 50 HZ ÷ 5 KHz. Impedenza di ingresso 10 MΩ - 50 pF

ANALIZZATORE A.V.O. 50 K L. 14.900 - ANALIZZATORE A.V.O. 20 K L. 11.500 - VOLTMETRO ELETTRONICO A.V.O. 7/E L. 39.900 - OSCILLATORE A.M.F.M. 30 L. 28.000 - OSCILLATORE B.F. 40 L. 47.000 - SIGNAL LAUNCHER RADIO L. 3.600 - SIGNAL LAUNCHER T.V. L. 3.800.

ELPRO

una esperienza decennale • qualità nel tempo • visione perfetta • con impianti centralizzati Elpro

CENTRI DI VENDITA

CAMPANIA: Ditta RADIOFORNITURE U. LAPESCHI - NAPOLI - Via S. Teresa degli Scalzi 40 - Tel. 347.769 ■ **EMILIA: Zona di Bologna - Ferrara - Modena:** Ditta SARRE - BOLOGNA - Via Ferrarese 110 - Tel. 364.989 — **Zona di Rimini - Forlì:** Ditta FARTE - RIMINI - Via Vittime Civili - Tel. 28.803 ■ **LAZIO:** Ditta ZERBONI ROMANO - Via Duilio 1 - ROMA - Tel. 383.341 — **Zona di La Spezia:** Ditta RADIOPARTI - Via V. Veneto 39 - LA SPEZIA - Tel. 27.535 ■ **LOMBARDIA: Zona di Bergamo:** Ditta BARCELLA - Via F.lli Calvi 2 - BERGAMO - Tel. 284.288 — **Zona di Brescia:** Ditta ELETTRONICA COMPONENTI - BRESCIA - Viale Piave 215 - Tel. 44.026 — **Zona di Como:** Ditta SAN ROME' VINCENZO - COMO - Via Milano 30 - Tel. 271.218 — **Zona di Varese:** Ditta TAMBORINI - VARESE - Via Garibaldi - Tel. 84.220 ■ **PIEMONTE:** Zona **di Torino - Valle d'Aosta - Cuneo - Asti:** Ditta O.V.R.I.T. - Via Governolo 7 - TORINO - Tel. 500.048 — **Zona di Alessandria:** Ditta MACCAGNO - Via Donizetti 41 - ALESSANDRIA - Tel. 25.43 — **Zona di Novara e Vercelli:** Ditta E.R.T. - NOVARA - Via Torino 21 - Tel. 24.320 — **Zona Alto Novarese:** Ditta PARACCHINI - ARONA - Via Torino 3 - Tel. 21.47 ■ **PUGLIE:** Ditta OREB - Via Parallela Re David 35/10 - BARI - Tel. 250.581 ■ **SICILIA:** Ditta D'ASAGO Giuseppe - Via S. Cavallari 42-44 - PALERMO - Tel. 267.221 ■ **TOSCANA:** Ditta AGLIETTI & SIENI - Via L. il Magnifico 92 - FIRENZE - Tel. 496.107 — **Zona di Padova - Venezia - Treviso - Belluno:** Ditta RADIO FORNITURE VENETE - Via degli Scrovegni 15 - PADOVA - Tel. 56.170 — **Zona di Verona:** Ditta MENEGHINI Pio - Via S. Domenico 16/A - VERONA - Tel. 30.995 ■ **Zona di MILANO e provincia** - ANTENNA CENTRUM - Via Varese 12.

Progettazioni e Costruzioni Elettroniche Professionali: Via Varese, 16 - 20121 MILANO - Tel. 639.614 - 662.704

Due interessanti novità dell'Editrice Il Rostro

SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE

Al giorno d'oggi l'elettronica si diversifica sempre più, sia nei componenti sia nelle applicazioni. E inoltre il volume delle applicazioni è in continuo aumento.
Questo libro si propone di presentare la famiglia dei semiconduttori chiamati di commutazione. Nella prima parte di esso sono studiate le caratteristiche ed il principio di funzionamento di questi semiconduttori: ciò dovrebbe aiutare lo studente o il tecnico nell'acquisizione di una specializzazione professionale.
Nella seconda parte sono riportati numerosi esempi di applicazioni, che completano la prima parte, più generale, ma che possono, da soli, interessare anche chi dell'elettronica non fa la propria professione, ma che cerca in essa la soluzione di vari problemi che gli si presentano, non solo per il lavoro ma anche in quelle affinità del tempo libero, occupazione quest'ultima che è un gradevole retaggio della nostra civiltà attuale.

Volume di pagg. 307, con 214 figure e tabelle - formato 17 x 24 cm - L. 6.000

SCHEMARIO
RADIO
AUTORADIO
MANGIANASTRI
A TRANSISTORI

Una nuova raccolta di oltre 190 schemi radio, autoradio e mangianastri completamente a transistori, di 53 case costruttrici europee e mondiali; corredata di ampie note di servizio tecnico e di minuziose descrizioni delle parti componenti gli apparecchi trattati.
NOVITA' ASSOLUTA: L'opera è stata completata da un elenco dei transistori e relative equivalenze ed intercambiabilità esistenti negli schemi trattati. L'interesse e l'utilità di questo elenco non possono sfuggire ai riparatori, che troveranno in esso un valido aiuto nell'esecuzione del loro lavoro.

Volume di pagg. 301 - formato 31 x 22 cm - coperta plastificata - L. 10.000

EDITRICE IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte Generoso, 6a - Telefoni 321542 - 322793

NUOVA SERIE - totalmente allo stato solido

OSCILLOSCOPIO X-Y MOD. 751

L'Oscilloscopio Mod. 751 è uno strumento esclusivamente X-Y particolarmente adatto alla visualizzazione di curve ottenute da Generatori vobulati.

Caratteristiche Tecniche

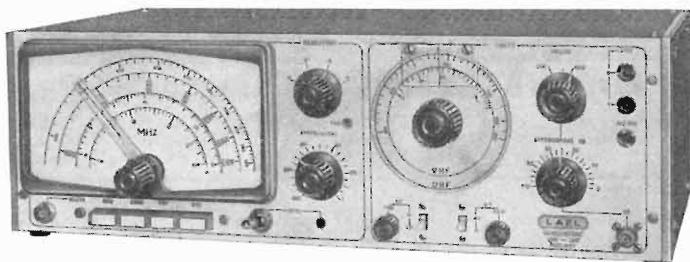
ASSE Y

Banda passante:	lineare da 10 Hz a 0,5 Mhz entro 3 dB.
Sensibilità:	5 mV. pp. x cm.
Attenuatore:	a 4 tasti, con 20 dB per posizione + regolazione fine.
Impedenza d'ingresso	1 MΩ con 30 pF in parallelo.

ASSE X

Banda passante:	lineare da 10 Hz a 100 Khz entro 3 dB.
Sensibilità:	500 mV. pp. x cm.
Attenuatore:	variazione continua.
Impedenza d'ingresso	100 KΩ
Sistema di deflessione:	esterno - interno 50 Hz con regolazione di fase.

ASSE Z	impulso positivo intensica minimo segnale 30 V.p.

GENERATORE PANORAMICO TV-FM VHF-UHF MOD. 637-A

Caratteristiche Tecniche
SWEEP

Campo di frequenza:	da 0,25 ÷ 900 Mhz in 2 gamme (0,25 ÷ 250 - 450 ÷ 900 Mhz).
Tensione di uscita:	gamma VHF - 0,3 Vpp su 75Ω - gamma UHF - 1 Vpp su 75Ω.
Impedenza di uscita:	75Ω su attenuatore ad impedenza costante a variazione continua.
Frequenza di modulazione:	50 Hz (frequenza di rete).
Ampiezza di spazzolamento:	da 0 a 40 Mhz regolabile in modo continuo ed a scatti.
Uscita per asse X:	10 Vpp circa con regolazione della fase.

MARCATORE

Campo di frequenza:	da 4 ÷ 900 Mhz 4 ÷ 8 - 8 ÷ 16 - 16 ÷ 32 - 30 ÷ 60 - 50 ÷ 120 - 100 ÷ 240 - 450 ÷ 900.
Precisione taratura:	migliore dell'1% con controllo a quarzo interno a 5,5 Mhz, con possibilità di sostituzione.
Attenuatore:	a regolazione continua.

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 721

L'Oscilloscopio Mod. 721 è dotato di particolari caratteristiche; il trigger automatico, l'attenuatore d'ingresso dell'asse Y calibrato e compensato, ed infine l'asse tempi calibrato, lo rendono uno strumento semiprofessionale. I circuiti impiegati sono di una tecnica particolarmente avanzata; soprattutto il sistema di trigger automatico ed il sistema di spegnimento ad accoppiamento in cc.

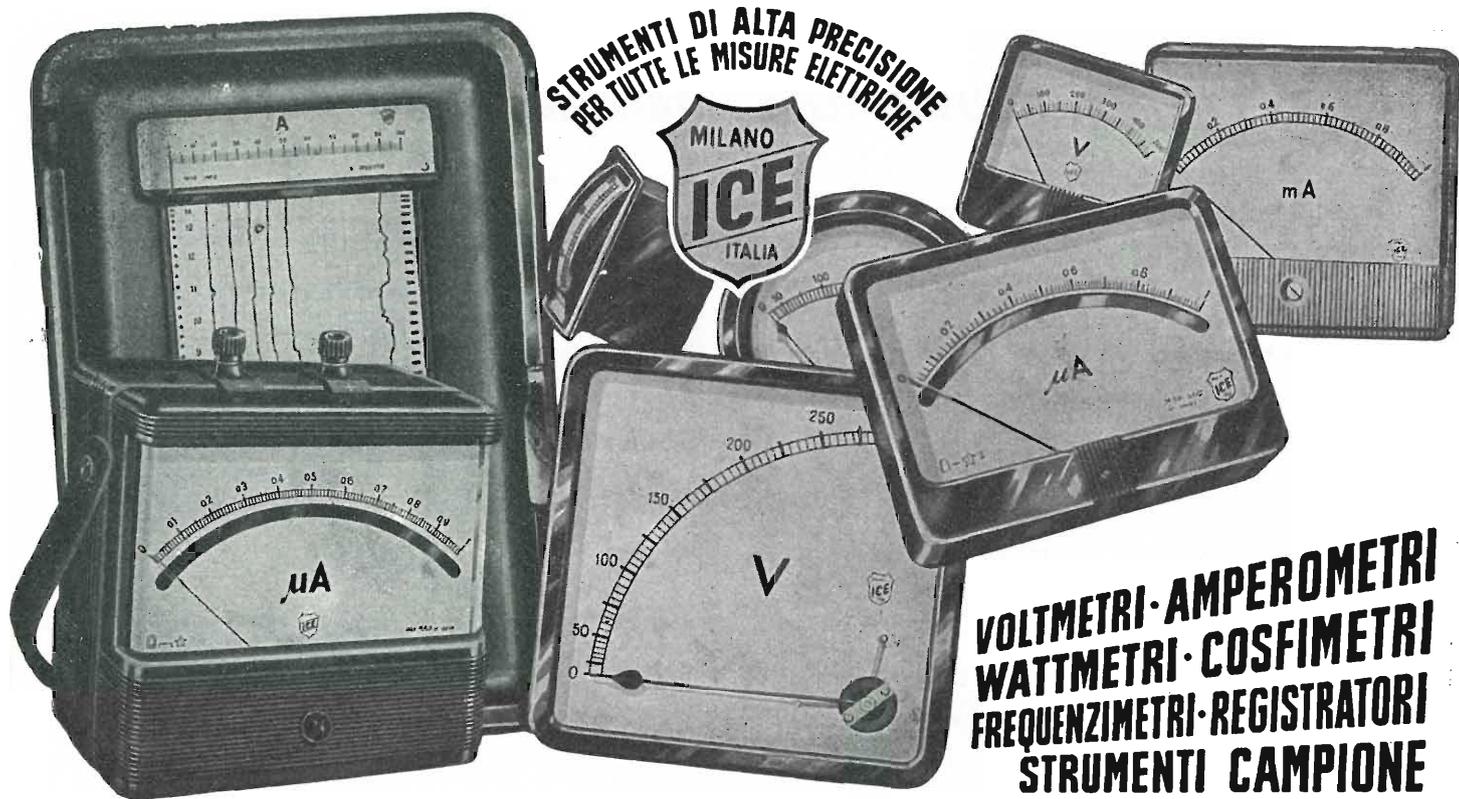
Amplificatore verticale

Banda passante:	dalla cc.a 10 Mhz (3 dB) con deflessione di 6 divisioni.
Sensibilità:	10 mV pp/cm.
Tempo di salita:	35 nS.
Fattore di deflessione:	da 10 mVpp/cm a 20 Vpp/cm in 11 posizioni calibrate (sequenze: 10 - 20 - 50).
Impedenza d'ingresso:	1 MOhm con 30 pF parallelo.

Base tempi

Tempi di scansione:	da 300 mS a 1 μS/cm in 12 posizioni calibrate con sequenza: 1 - 3 - 10 precisione: ± 5%.
Sincronismo:	automatico sul segnale d'ingresso - positivo/negativo; interno/esterno: rete.

Amplificatore orizzontale

Ingresso esterno:	da 10 Hz a 100 Kz (3 dB).
Sensibilità	300 mVpp/cm + variazione fine.
Impedenza d'ingresso:	100 KOhm con 25 pF parallelo.
ASSE Z:	impulso positivo (sopprime).

20156 MILANO - VIA PANTELLERIA, 4 - TEL. 391267 - 391268

A. Ferraro

INTRODUZIONE ALLA TVC

Scopo di questo volume è fornire nel modo più succinto possibile, compatibilmente con la chiarezza e la precisione, i concetti basilari della TVc, senza ricorrere a trattazioni analitiche e senza insistere su un argomento laddove non sia strettamente necessario. La lettura di questo lavoro pone in grado di affrontare un trattato complesso di TVc con la certezza di comprenderlo interamente e rapidamente.
Nella prima parte sono esposti i concetti generali indipendenti dal particolare sistema (PAL - SECAM - NTSC).
La seconda parte tratta in riassunto i procedimenti di trasmissione e ricezione TVc.
Nella terza e ultima parte si discutono i circuiti, che differenziano il ricevitore a colori da quello monocromatico.

Volume di pagg. 228
72 quadricromie
L. 7.000

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - VIA MONTE GENEROSO 6a - TEL. 321542 - 322793

Fino ad 80 MHz.... a meno di 5 KL/MHz....

SCHLUMBERGER/HEATH SM 105 Frequenzimetro 80 MHz. Indicatori LED.

L'SM 105 inaugura una nuova generazione di strumenti numerici. Cinque indicatori LED (Light Emitting Diode) allo stato solido sostituiscono i tradizionali tubi a catodo freddo con notevoli vantaggi di durata, resistenza agli urti, migliore visibilità, semplificazione costruttiva.

Questo frequenzimetro è il primo strumento commerciale ad impiegare i nuovi circuiti integrati serie 74 S (TTL Schottky caratterizzati da elevatissima velocità). Alla massima semplicità circuitale corrispondono dimensioni molto ridotte (172x57x23 mm.) e peso minimo (1.75 Kg.)

Prezzo di vendita in Italia: 390.000 lire.

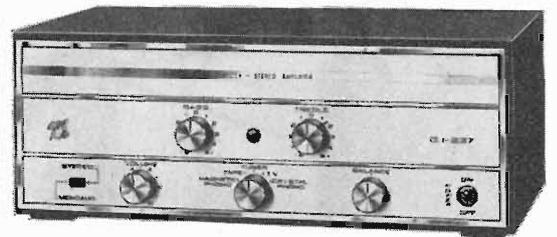
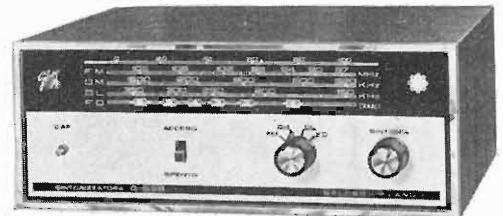
Schlumberger

Schlumberger Italiana SpA Milano 20146 Via P. Neri 13 Tel. 4225206 - 479038 Telex 34581
Divisione Strumentazione Roma 00195 Lungotevere della Vittoria 5 Tel. 311998-312095

GELOSO

IMPIANTI DI DIFFUSIONE SONORA INDUSTRIALI E PROFESSIONALI

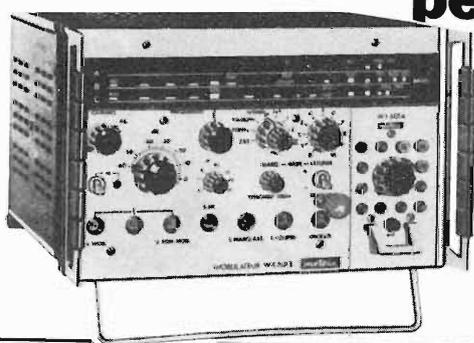
Una sonorizzazione GELOSO è una garanzia di alta qualità. Dallo studio preliminare alla realizzazione finale, una completa organizzazione, ricca di quarant'anni di esperienza ed in possesso delle tecniche più moderne, può offrirVi quanto vi è di meglio per la diffusione sonora.

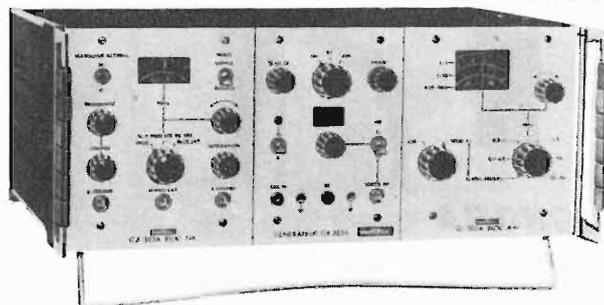
ALTA FEDELTA' STEREOFONIA

GELOSO È "REALTÀ SONORA"

Una serie completa di amplificatori, giradischi e cambiadischi automatici, sintonizzatori AM/FM stereo, mobili diffusori acustici, registratori a bobine e a cassette, consentono la realizzazione di impianti stereofonici SEMPLICI - ECONOMICI - SICURI

Richiedere catalògo illustrato gratuito.

GELOSO S.p.A. VIALE BRENTA, 29 MILANO

due soluzioni economiche per il servizio manutenzione e la linea di produzione

VOBULATORE VX 601 VHF—UHF

- Frequenza da 0,5 a 950 MHz
- Escursione di frequenza da 0 a 35 MHz
- Tutti i marcatori a quarzo

GENERATORE RADIO AM—FM GX 303

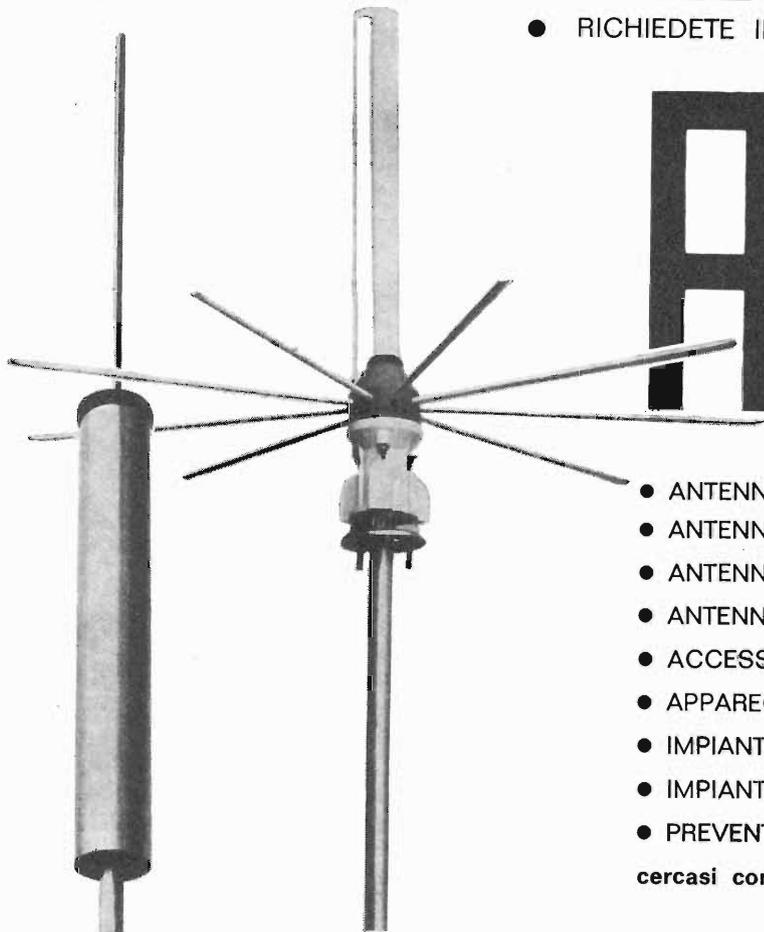
- Generatore AM con vobulatore incorporato per la media frequenza
- Generatore FM con vobulatore e marcatore incorporato per la regolazione dei discriminatori
- Generatore BF a frequenza fissa
- Modulazione interna ed esterna

nozza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

Divisione della ITT Standard
Piazza de Angeli 7
20146 Milano
Tel. 4 69 66 41 (4 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova 213
00191 Roma
Tel.: 32 36 71

- RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

ALDENA

- ANTENNE PROFESSIONALI
- ANTENNE PER RADIOAMATORI
- ANTENNE SPECIALI
- ANTENNE PER MEZZI MOBILI
- ACCESSORI
- APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
- IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
- IMPIANTI SPECIALI
- PREVENTIVI E CONSULENZE

cercasi concessionari per zone libere

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4 - 20148 MILANO - Telefono 40.31.883

PER IL TECNICO DEL COLORE E' INDISPENSABILE UN OSCILLOSCOPIO DALLE CARATTERISTICHE ECCELLENTI

- 10 MHz
- 10 mv/cm
- Trigger automatico
- Praticità di trasporto
- Tutto allo stato solido
- Costo ultra compresso
- Sicurezza di funzionamento

Oscilloscopio G470

U N A O H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150424/425/426 □

ARCO
ARCO

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 8 - agosto 1971 - anno XLIII

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5000, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

A. Nicolich

Energie latenti per l'evoluzione elettronica

Gli atrocissimi accidenti frutto della dilagante delinquenza, le efferate rapine, i criminosi drogaggi e le insensate devastazioni (v. Atenei italiani) figli della esplosione d'odio di violenti scatenati animali in illimitata libertà, muniti di licenza di uccidere, fanno sorgere ovunque alti lai ed echeggiare l'ibernante urlo del licantropo, mentre infrangono l'iniziativa e la volontà di lavorare.

Eppure in questo drogato mondo, con questa insana umanità che corre all'autodistruzione, il progresso tecnologico, oggi identificabile con l'elettronica, non conosce soste, anzi si evolve, aumenta, ingigantisce, domina. A quali mistiche fonti attinge l'elettronica per superare vette sempre più alte e conquistare traguardi sempre più ardui? Crediamo con dantesca fede che tali fonti esistano, anche se invisibili, perchè assistiamo alla loro misconosciuta estrinsecazione quotidiana.

Se è vero che in natura sembra palesarsi il preteso trionfo del male (come è facile distruggere e penoso costruire! Quant'é semplice recar discordia e arduo riconciliare! Come é agevole far cessare una vita e impossibile salvare un morente!), é pur vero che il successo finale spetta alle proprietà biologiche del protoplasma. Historia docet: a cancellare dalla faccia del mondo il paese anche più piccolo, non bastarono le terribili invasioni barbariche, la rabbia furibonda dei faziosi nel proverbialmente più oscuro medioevo, con la conseguente spettacolare fuoruscita di intestini elegantemente versati sull'aspro suolo; e in tempi più recenti, fallirono l'intento, le mostruose guerre mondiali, pur preparate con tanta criminosa cura ed incommensurabile spiegamento di forze; dalle rovine un seme germoglia ed è la resurrezione.

L'ineffabile conforto che ci procura la chiaroveggente formula $E = mc^2$ del lodato e insieme bestemmiato vegliardo capellone di Princeton, ci rende arditi nell'esaltare le mistiche forze, che beneficamente operano in favore della travagliata umanità, la quale, ad onta delle spasmodiche sevizie, inorridisce al pensiero di dover abbandonare la deprecata terra foriera di torture

Intoniamo adunque l'inno trionfale...

Scusate un istante, ci chiamano al telefono....

« Si pronto... Ah, come dice? la TVC in Italia? Si é vero.... »

Dobbiamo ricrederci: ci dicono che nulla forza al mondo ha possa d'infrangere la strapotente barriera interposta fra la TVC e l'Italia dalle infernali deità governative.

E allora le nostre immarcescibili convinzioni sulle forze benefiche? Tutte barlacce! Che peccato! E l'inno trionfale? A schifio finì! Che goduria!

Frequenzimetro digitale a grande stabilità

di G. Bortolotti, F. Forattini e S. Gottardi

Istituto di Fisica dell'Atmosfera del CNR. - Sezione di Bologna

Sommario

Questa breve nota descrive un frequenzimetro digitale che presenta ottime caratteristiche di funzionamento in relazione al numero limitato di elementi circuitali impiegati. Tale frequenzimetro è costituito essenzialmente da una catena di conteggio realizzata con otto contatori decimali dotati di indicatori numerici luminosi e da una base dei tempi fornita da un generatore a quarzo a 10 MHz. La massima precisione dello strumento è di una parte su 10 milioni.

1. Descrizione generale del funzionamento

Lo schema generale del frequenzimetro è rappresentato nella Fig. 1. Questo strumento è stato realizzato per effettuare un controllo continuo della frequenza dei segnali presenti nei vari stadi di un sistema radar per lo studio dell'alta atmosfera attraverso la rilevazione dei radioechi provenienti da tracce meteoriche (Verniani, 1967; Forattini et al., 1968). In tale impiego il frequenzimetro è stato ampiamente collaudato e sono emerse buone caratteristiche di stabilità.

Il principio delle misure di frequenza mediante questo dispositivo consiste nell'inviare il segnale in esame ad una catena di conteggio costituita da otto contatori decimali con i relativi indicatori numerici luminosi. L'operazione di conteggio ha inizio a catena azzerata e perdura per un tempo unitario, cosicchè il numero di eventi conteggiati rappresenta la frequenza del segnale d'ingresso. Questa operazione può essere ripetuta automaticamente con un ritmo stabilito dall'operatore.

All'inizio della catena di conteggio è posto un circuito logico (Nand SN7410) a tre ingressi: in uno di questi è presente con continuità il segnale in misura digitalizzato; nell'altro, un impulso di durata unitaria (1 sec); nell'ultimo, infine, un impulso anch'esso di durata unitaria e la cui frequenza di ripetizione determina il ritmo con il quale la misura viene ripetuta. A questo riguardo, osserviamo che il segnale digitalizzato presente al primo ingresso del circuito SN7410 viene trasferito all'uscita solo quando sono contemporaneamente presenti gli altri due impulsi. L'impulso di durata unitaria è ottenuto mediante la divisione in frequenza di un segnale fornito dal generatore a quarzo a 10 MHz; questa operazione è effettuata con l'impiego dei sette contatori decimali C_1', C_2', ..., C_7'. L'impulso per la ripetizione automatica della misura è ottenuto inviando l'impulso di durata unitaria ad un contatore binario, il cui conteggio di uscita può essere stabilito posizionando opportunamente dall'esterno gli interruttori T_1, T_2, T_3, T_4 e T_5. I tempi ottenibili per la ripetizione della misura sono quindi 1, 2, 4, 8 e 16 secondi. Osserviamo infine che l'impulso di azzeramento automatico delle catene di conteggio, tra una misura e l'altra, viene ottenuto utilizzando lo stesso impulso di conteggio opportùnamente invertito, mentre per l'azzeramento manuale si agisce sul pulsante P_1.

2. Circuito d'ingresso a sensibilità variabile

Il segnale in misura, come si può vedere in Fig. 1, prima di essere digitalizzato mediante il comparatore SN72710, attraversa una rete di attenuazione allo scopo di adeguare il rapporto segnale/rumore al livello di scatto del comparatore; infatti, se il livello del segnale lo permette, una sua attenuazione riduce anche la componente di rumore che potrebbe eventualmente falsare la misura. Questo attenuatore è stato realizzato con elementi pura-

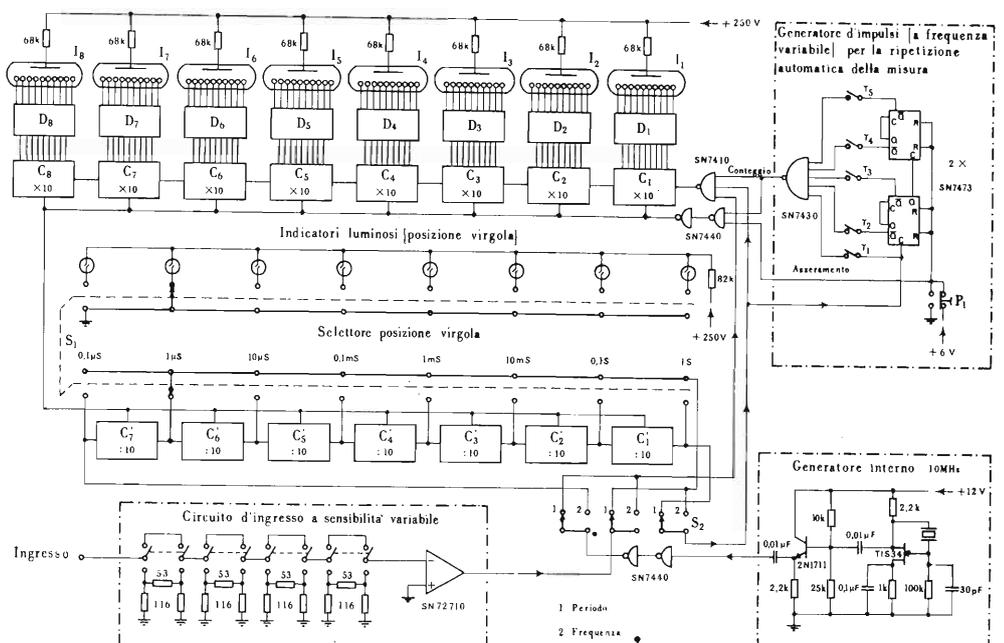
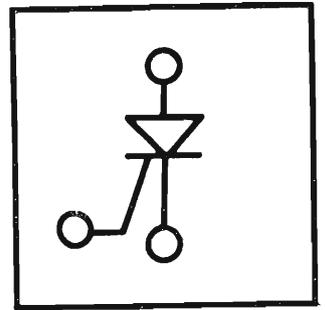



Fig. 1: Schema generale del frequenzimetro.

mente resistivi per evitare la scomposizione del segnale nelle sue armoniche. La sensibilità di ingresso, stabilita agendo esternamente sui deviatori dell'attenuatore, va da 10 mV (con gli attenuatori completamente disinseriti) fino a 7 V quando gli attenuatori sono tutti inseriti.

3. Contatori decimali

Ogni singola cella di conteggio decimale (C_1, C_2, ..., C_8) e (C_1', C_2', ..., C_7') è formata da un contatore ciclico costituito da cinque flip-flop (Fig. 2). La prima catena di conteggio differisce dall'altra in quanto gli elementi di uscita di ogni singolo flip-flop della prima sono connessi ai circuiti di decodifica e attivazione degli indicatori numerici luminosi. Questi ultimi sono infatti attivati mediante transistori in serie, i quali a fine conteggio agiscono sulle rispettive placchette dei tubi indicatori, visualizzando così il conteggio raggiunto.

Osserviamo infine che con una semplice variante si può effettuare la misura inversa della frequenza, ovvero la misura del periodo. Basta sostituire gli impulsi forniti dal generatore interno (10 MHz) con quelli di ingresso, e più precisamente con gli impulsi provenienti dal comparatore SN72710. Questa inversione è attuabile mediante il commutatore esterno S_2.

Per poter effettuare misure anche con tempi sottomultipli di un secondo si è predisposto il commutatore S_1 che, a seconda della sua posizione, sostituisce l'impulso di un secondo con impulsi di durata pari a 100 msec, 10 msec, 1 msec, e così via. Questo accorgimento permette di rendere più rapida l'esecuzione della misura, a scapito però della sua precisione. Infatti, con il commutatore in posizione 1 sec, la misura dura un secondo e le cifre significative sono otto; mentre, utilizzando tempi inferiori, si riducono le cifre significative: per esempio, utilizzando un tempo di lettura di 1 msec, le cifre si riducono a 5.

La massima precisione di questo frequenzimetro si ha ovviamente per tempi di lettura di 1 sec, nelle condizioni di massimo numero di cifre significative: essa è di 1 Hz su 10 MHz, ovvero di una parte su dieci milioni.

Bibliografia

F. Forattini, M. Schaffner, G. Sinigaglia e F. Verniani: Sistema di interferometri a prodotto ed elaboratore di segnali per radar atmosferico, *Ricerca Scientifica, 38,* 95-101, 1968.

F. Verniani: Progetto CENFAM di un sistema radar multistazione per lo studio delle meteore e dell'alta atmosfera, *Atti del XVI Convegno dell'Associazione Geofisica Italiana,* 175-187, 1967.

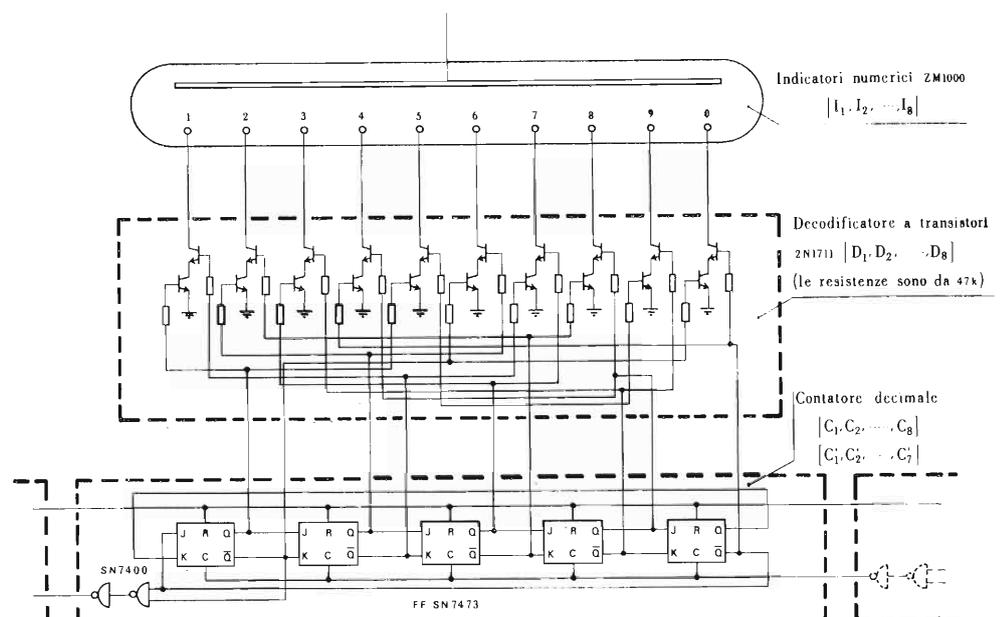



Fig. 2: Contatore decimale con decodificatore a transistori.

Un trasmettitore da 5 kW di picco per i 7 metri

di A. Dardi, C. Formiggini e C. Franceschi

Istituto di Fisica dell'Atmosfera del CNR. - Sezione «meteore», Bologna

Sommario

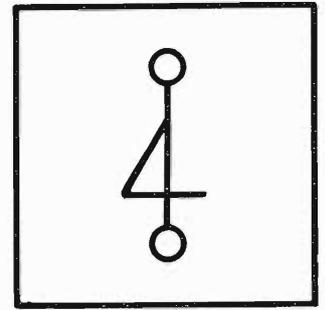
In questa breve nota vengono esposte le caratteristiche del trasmettitore ad impulsi di un sistema radar per ricerche sull'alta atmosfera. La modulazione ad impulsi richiede una bassa dissipazione termica e quindi consente l'uso di componenti commerciali senza compromettere l'affidabilità e la stabilità richieste. La nota comprende una descrizione generale del trasmettitore ed una descrizione particolareggiata del circuito sincronizzatore e degli stadi eccitatori, che pilotano gli amplificatori di potenza, con i relativi schemi.

Summary

This short paper describes the characteristics of a pulse transmitter of a radar system for upper atmosphere research. Pulse modulation requires a low thermic dissipation allowing the use of commercial components without endangering the reliability and stability required. After some general remarks on the transmitter, we describe in detail the sinchronizing circuit and the excitation stages that drive the power amplifiers.

1. Caratteristiche generali

Il trasmettitore del radar destinato alla misura sistematica dei parametri strutturali dell'alta atmosfera (Verniani, 1967) richiede una potenza di picco di 200 kW ed una buona stabilità in frequenza, per cui è necessario allontanarsi dalle tecniche in uso per i comuni radar.
Il trasmettitore del radar tradizionale a rilevamento di ostacoli è generalmente composto da un oscillatore di potenza e da un modulatore (Reintjes and Coate, 1952; Skolnik, 1970). La modulazione adottata è la modulazione di placca, con la quale il modulatore dà la tensione di placca all'oscillatore solo per il tempo in cui si vuole avere l'impulso. Questo metodo presenta una grande semplicità costruttiva, ma comporta anche notevoli svantaggi fra i quali una certa instabilità in frequenza, che può compromettere la buona ricezione del segnale. L'oscillatore risente infatti delle brusche variazioni di carico ed è quindi soggetto a slittamenti in frequenza, che nel nostro caso sarebbero dell'ordine del MHz (Carpentier, 1969), cioè ben più grandi della larghezza di banda passante (150 kHz) dei nostri ricevitori (Forattini e altri, 1968).
È possibile avere un oscillatore più stabile facendo uso di un quarzo e quindi amplificando con stadi successivi gli impulsi di uscita. Inoltre in tale modo si ha sempre a disposizione, all'uscita dell'oscillatore quarzato, una frequenza stabile, che può essere confrontata con quella in ricezione per ottenere una misura di velocità dell'oggetto in esame.
L'oscillatore a quarzo è seguito da uno stadio separatore ad alta impedenza d'ingresso, che ha lo scopo di impedire che l'oscillatore senta le brusche variazioni di carico dovute alla modulazione. Dall'uscita del circuito separatore, il segnale viene poi inviato ad uno stadio, che fornisce gli impulsi RF di pilotaggio per l'eccitatore (60 W di picco); quest'ultimo, con un successivo stadio, porta il livello di potenza a circa 5 kW di picco, livello che è in grado di pilotare lo stadio finale.
L'amplificazione di un segnale ad impulsi ha il vantaggio che i tubi elettronici non sono costantemente in funzione, cosicchè i limiti di dissipazione dei tubi possono essere largamente superati. Nel nostro caso, due tubi F-5680 della ITT che in funzionamento continuo con tensione anodica di 6 kV possono erogare 10 kW, con una tensione anodica ad impulsi di 15 kV erogano anche 100 kW ciascuno.
Il trasmettitore può operare ad una frequenza variabile da 38 a 45 MHz. Le altre caratteristiche del trasmettitore so-

no: periodo di ripetizione 140 Hz, durata dell'impulso 10 μsec, potenza di picco 200 kW. I circuiti che saranno ora descritti, pur essendo solo una parte dell'intero trasmettitore da 200 kW, presentano in se stessi un certo interesse, poiché costituiscono un trasmettitore da 5 kW di picco.

2. Circuiti ausiliari del trasmettitore

I tubi di potenza sono preceduti da un eccitatore, un modulatore ed un sincronizzatore. Per meglio comprendere le funzioni svolte da questi circuiti, occorre fare riferimento alla figura 1, che illustra lo schema a blocchi del trasmettitore e le forme d'onda presenti alle uscite di alcuni stadi. Per non sovraccaricare inutilmente la griglia dell'amplificatore di potenza, l'eccitatore fornisce impulsi di radio frequenza di durata leggermente superiore a quella degli impulsi trasmessi dallo stadio finale; in questo caso, occorre far funzionare in sincronismo fra loro l'eccitatore ed il modulatore, in modo che ogni impulso di RF dell'eccitatore (Fig. 1-d) si presenti con un certo anticipo rispetto all'impulso del modulatore (Fig. 1-c), ed abbia ovviamente una durata maggiore di quest'ultimo. Il necessario ritardo fra impulso di RF pilota ed impulso modulante è assicurato da un sincronizzatore, che genera impulsi trigger positivi e negativi (Fig. 1-b), rispettivamente per il comando dell'eccitatore e del modulatore. Il sincronizzatore è a sua volta pilotato da un circuito, che permette di

Fig. 1 - *Schema a blocchi del trasmettitore e forme d'onda presenti nei vari stadi.*

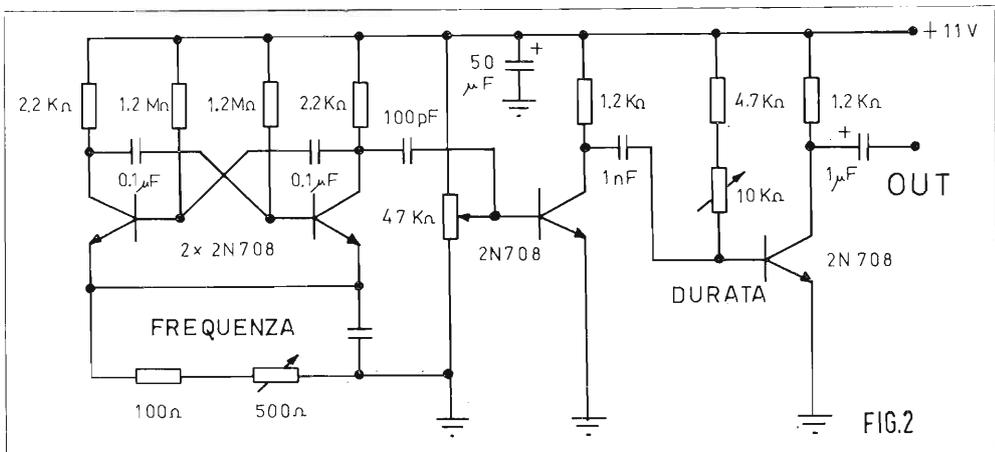
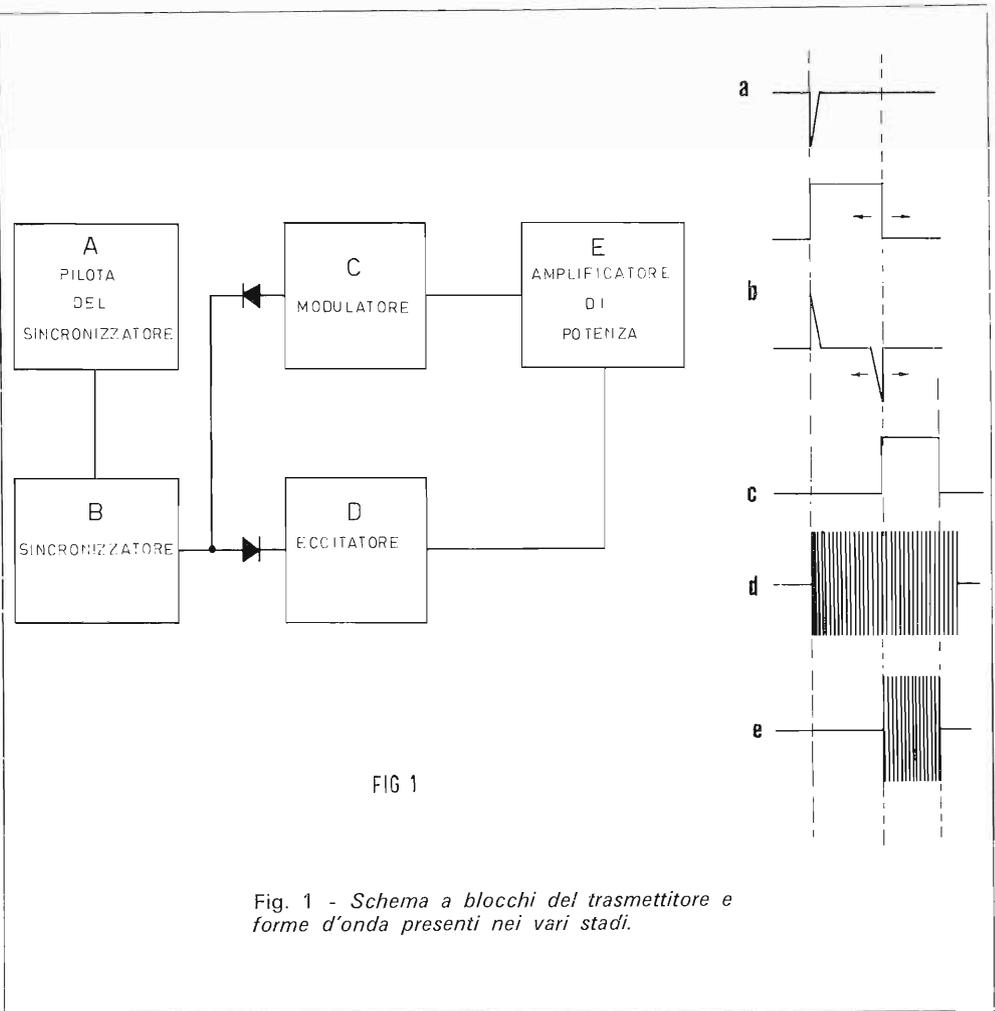



Fig. 2 - *Schema elettrico del sincronizzatore.* Il multivibratore astabile genera impulsi di frequenza regolabile, utilizzati per pilotare un monostabile, il cui impulso di uscita ha durata e frequenza regolabili.

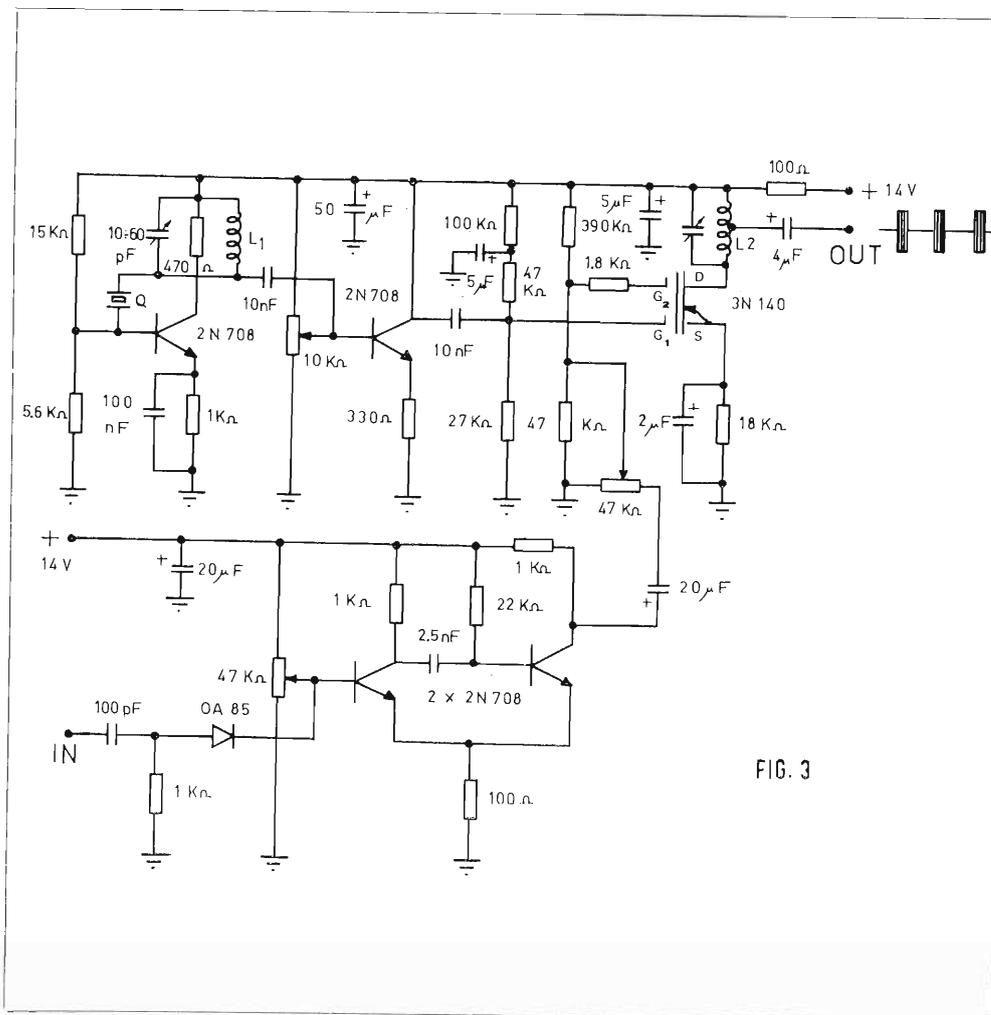



Fig. 3 - *Stadio pilota dell'eccitatore.* Il segnale di uscita dell'oscillatore a quarzo attraversa uno stadio separatore e viene modulato nel Mosfet 3N140 comandato in G_2 dal multivibratore monostabile costituito dai 2N708.

variare il periodo di ripetizione degli impulsi.

2.1 - *Sincronizzatore*

Il sincronizzatore, il cui schema elettrico è riportato in Fig. 2, è pilotato da un multivibratore astabile, che genera impulsi (Fig. 1-a) con frequenza di ripetizione regolabile intorno al valore di 140 Hz; questi impulsi fanno scattare un successivo stadio realizzato con un multivibratore monostabile, che genera un segnale ad onda quadra (Fig. 1-b) di durata e frequenza variabili; un circuito derivatore (Fig. 3) permette quindi di ottenere un impulso trigger positivo in corrispondenza del fronte di salita ed un impulso trigger negativo (Fig. 1-b) in corrispondenza del fronte di discesa; il trigger positivo viene utilizzato per comandare l'eccitatore (Fig. 3 e 4), quello negativo viene amplificato ed invertito dal circuito di Fig. 5 per comandare l'oscillatore bloccato del modulatore.

2.2 - *Eccitatore*

L'eccitatore (Fig. 3 e 4) è costituito da un oscillatore a quarzo seguito da uno stadio separatore, necessario per non caricare direttamente l'oscillatore compromettendone la stabilità; il segnale a RF viene modulato, all'uscita dallo stadio separatore, da un modulatore realizzato con un Mosfet 3N140. La modulazione è ottenuta da un multivibratore, che dà un impulso di forma quadra ed è comandato dagli impulsi trigger positivi provenienti dal blocco B di Fig. 1. Il segnale uscente da questo stadio viene inviato a due stadi amplificatori (Fig. 4-a), che portano la potenza di picco al livello di circa 60 W. Un successivo stadio amplificatore porta la potenza di picco al livello di circa 5 kW (fig. 4-b), richiesto per l'eccitazione dello stadio finale di potenza costituito da due tubi F-5680.

2.3 - *Circuiti di comando del modulatore*

La tensione anodica per l'amplificatore finale proviene da un modulatore ad impulsi realizzato in modo tradizionale con la scarica di un condensatore comandato da un thyratron. La forma degli impulsi generati da un circuito di questo

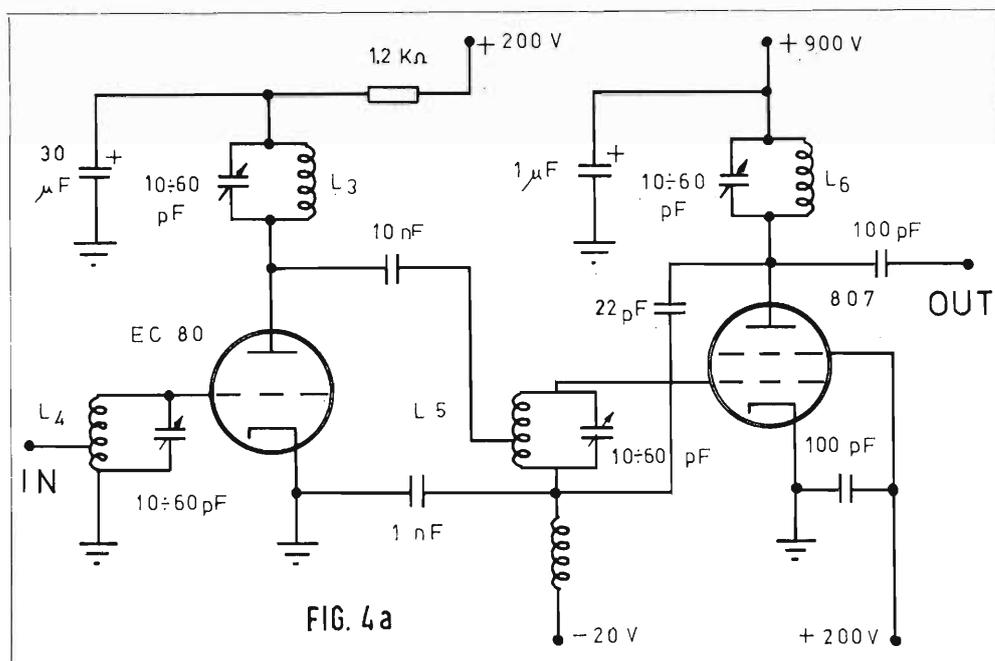
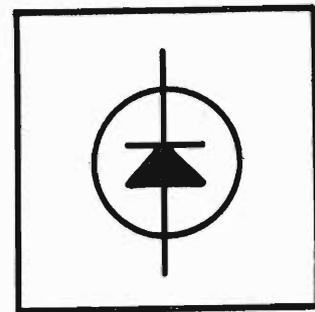



Fig. 4*a* - *Amplificatore da 60 W dell'eccitatore.*

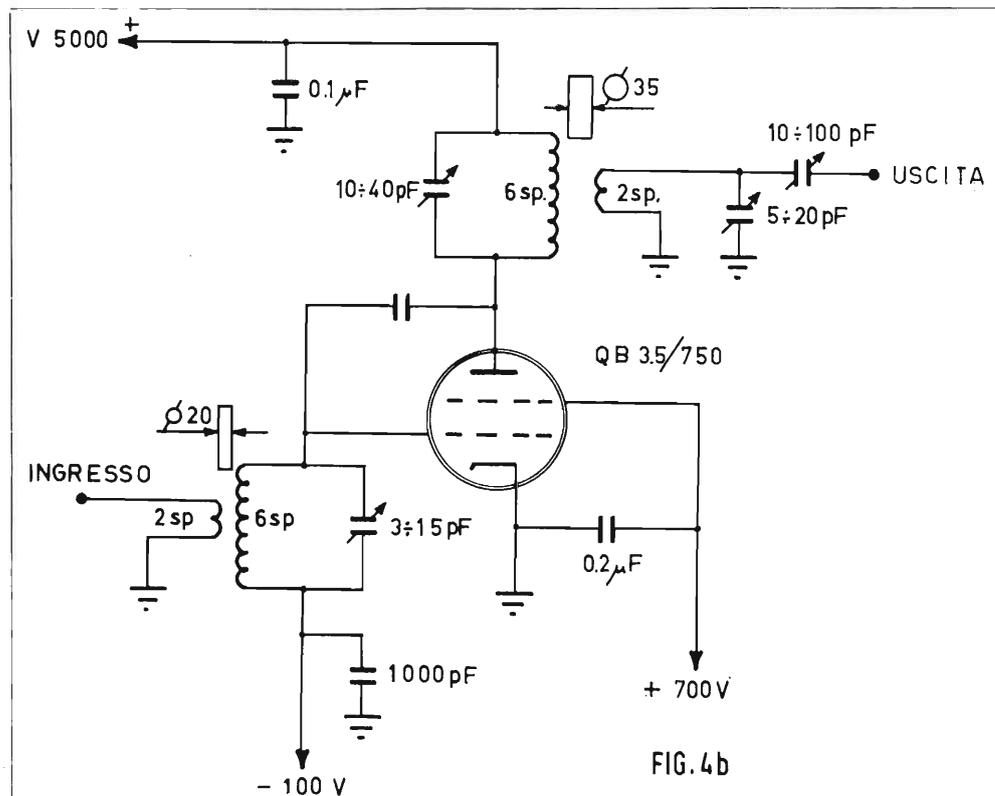
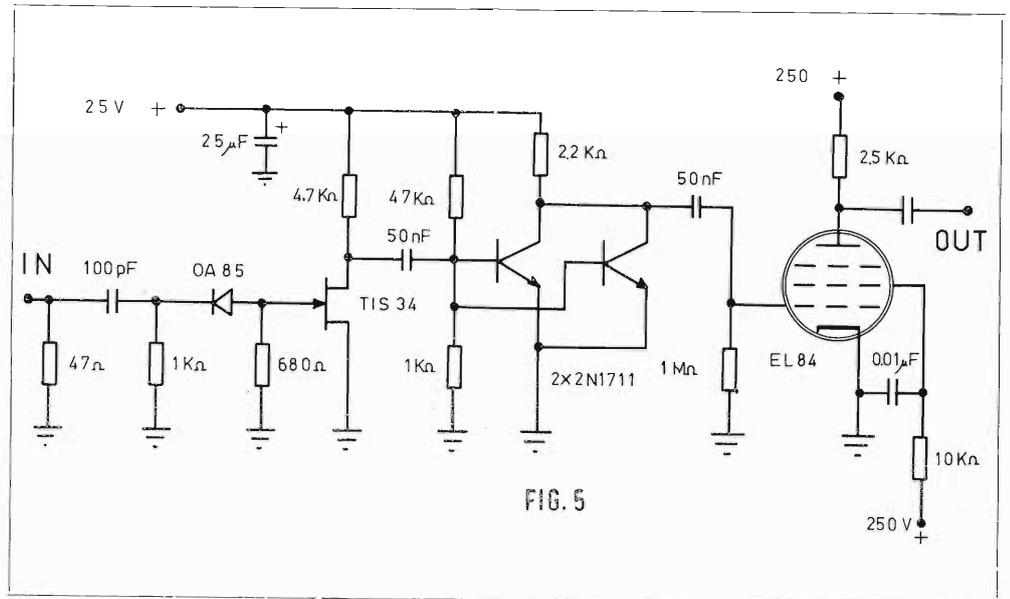



Fig. 4*b* - *Stadio amplificatore* realizzato con un tubo Philips QB 3,5/750 con potenza d'uscita di 5 kW di picco.

tipo non è perfettamente rettangolare ma, in questo caso, hanno importanza il valore di picco e la fase degli impulsi di RF, che non viene comunque alterata. Il passaggio del thyratron dall'interdizione alla conduzione avviene in presenza di un impulso positivo di comando sulla griglia del tubo stesso; il modulatore può così essere pilotato dal sincronizzatore poichè gli impulsi negativi, provenienti da questo stadio, amplificati ed invertiti dai circuiti di Fig.5 vengono inviati all'ingresso dell'oscillatore bloccato (Fig. 6). Le variazioni di carico all'uscita di questo stadio sono state limitate ponendo uno stadio separatore prima del thyratron. Il breve tempo di salita degli impulsi di uscita dell'oscillatore bloccato è la caratteristica per noi più importante, poichè ci ha permesso di ottenere un buon potere risolutivo nella definizione dei tempi e quindi nella misura delle distanze.

Bibliografia

1. M.H. Carpentier, Radars: New Concepts, Gordon and Breach, New York, 1968.

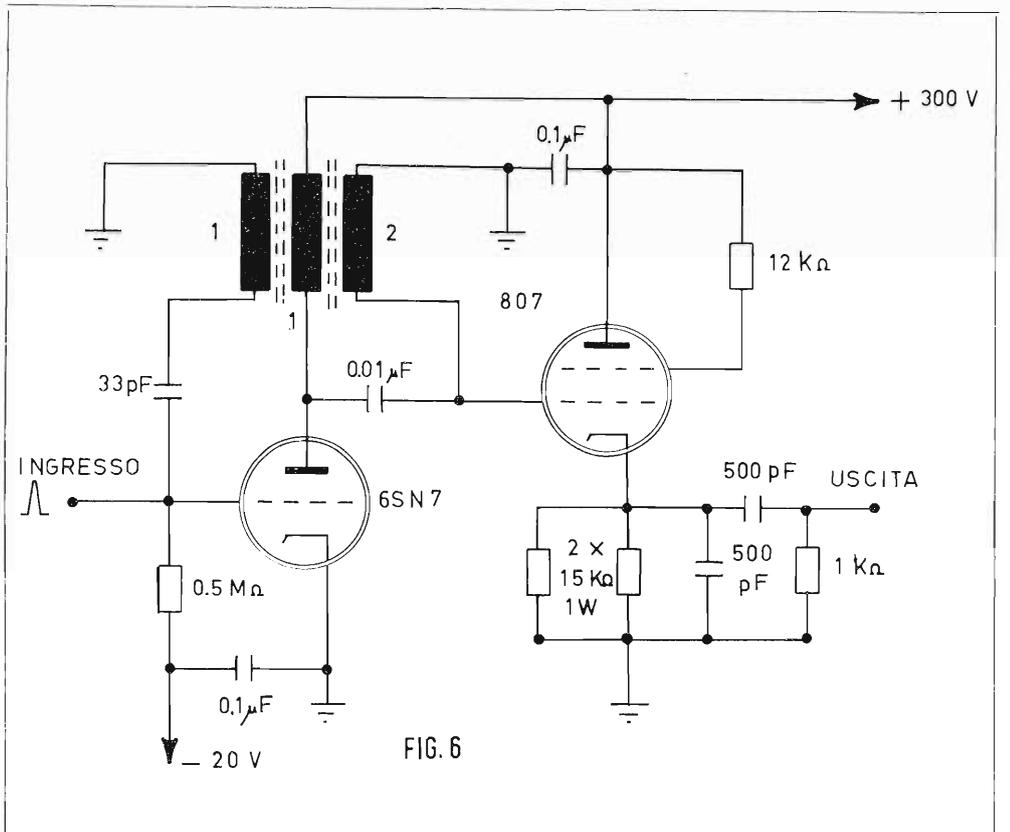
2. F. Forattini, M. Schaffner, G. Sinigaglia e F. Verniani: Sistema di interferometri a prodotto ed elaboratore di segnali per radar atmosferico, *Ricerca Scientifica, 38,* 95-101, 1968.

3. J.F. Reintyes and G.T. Coate, Principles of radar, McGraw-Hill Book Co., New York, 1952.

4. M.I. Skolnik, Radar Handbook, McGraw-Hill Book Co., New York, 1970.

5. F. Verniani: Progetto CENFAM di un sistema radar multistazione per lo studio delle meteore e dell'alta atmosfera, *Atti del XVI Convegno AGI,* 175-187, 1967.

Fig. 5 - *Circuito di comando dell'oscillatore bloccato.* L'uscita del tubo EL84 fornisce gli impulsi di 50 V di picco necessari per pilotare la griglia dell'oscillatore bloccato mantenuta interdetta con una polarizzazione di − 20 V cc.

Fig. 6 - *Oscillatore bloccato,* seguito da uno stadio separatore da cui si preleva il segnale da inviare al thyratron per il comando del modulatore.

Tubi a memoria ed a persistenza variabile

di C. Minnucci

1. Tubi a memoria ed a persistenza variabile

Data l'importanza di questi tubi, si ritiene utile richiamare i concetti che regolano il loro funzionamento. *I tubi a memoria a visione diretta* (oscilloscopi indicatori; radar per visione a luce diurna, ecc.) normalmente sfruttano il fenomeno della emissione secondaria per formare ed accumulare cariche elettrostatiche sulla superficie di un isolante. La carica accumulata viene utilizzata per controllare un flusso di elettroni diretti verso uno schermo a fosfori nel quale comparirà un segnale visibile corrispondente alla carica accumulata sulla superficie dell'isolante stesso. *Gli elettroni secondari,* come è noto, sono quegli elettroni liberati dalla superficie di un solido, *conduttore od isolante,* quando questo viene colpito da un fascio di elettroni denominati *elettroni primari.* Ricordiamo che *l'energia di impatto* eV_p, *(o energia dell'elettrone primario)*, espressa in elettron-volt ($1eV = 1,6 \cdot 10^{-19}$ joule), di un elettrone su un bersaglio è data, a meno della costante e *(carica dell'elettrone)*, dalla differenza tra i potenziali del bersaglio (V_T) e dell'emettitore di elettroni (V_K), cioè:

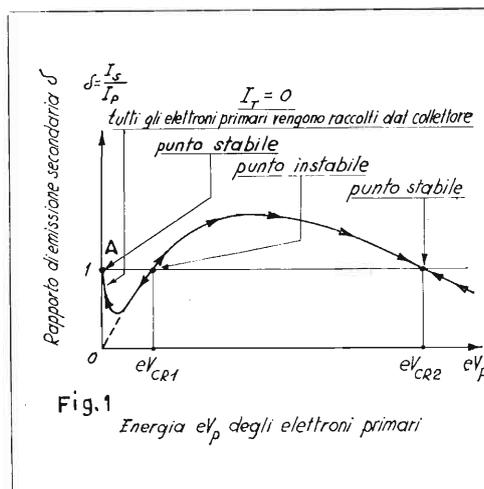
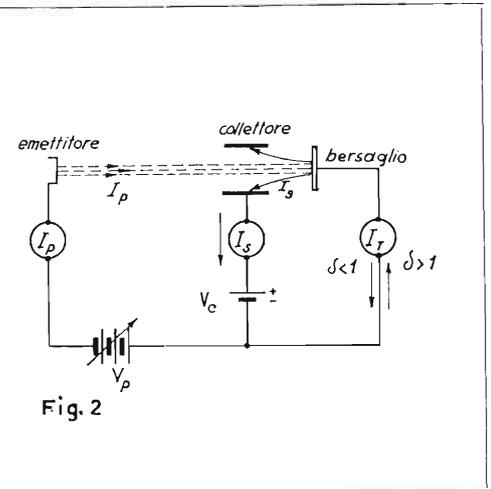
$$eV_p = e\,(V_T - V_K) \qquad (1)$$

Il rapporto δ tra gli elettroni secondari I_s, che lasciano il bersaglio e gli elettroni primari I_p in arrivo ($\delta = I_s/I_p$) si chiama *rapporto, o fattore, di emissione secondaria.* Esso dipende oltre che dall'energia degli elettroni primari (eV_p) anche dal loro angolo di incidenza sulla superficie colpita e dalla natura del materiale colpito. Quando l'angolo di incidenza degli elettroni primari è di 90° l'emissione è minima mentre essa aumenta per incidenza radente. Questo si spiega per il fatto che con l'incidenza radente vengono interessati anche gli elettroni liberi del corpo i quali, in questo caso, possono acquistare una componente di velocità verso l'esterno per semplice rimbalzo su uno jone. In fig. (1) viene mostrato l'andamento caratteristico del rapporto di emissione secondaria in funzione dell'energia degli elettroni primari (eV_p). L'esistenza di un massimo di emissione secondaria si giustifica pensando che, a tensioni alte, gli elettroni primari incidenti penetrano profondamente nel bersaglio ed eccitando elettroni in strati profondi non possono fornire a questi ultimi l'energia sufficiente per farli affiorare. Per energie corrispondenti ai due punti eV_{CR1} ed eV_{CR2} (primo e secondo attraversamento) il rapporto di emissione risulta uguale ad 1 ($I_s = I_p$), per cui non si ha un flusso di elettroni nel conduttore collegato col bersaglio dello schema riportato in fig. 2.

Se $\delta > 1$ si avrà un flusso globale di elettroni, che andranno dal bersaglio verso il collettore, mentre se $\delta < 1$ il flusso globale di elettroni andrà verso il bersaglio conduttore. Per molti materiali la tensione corrispondente al massimo rapporto di emissione varia da 200 V a qualchekV, mentre il secondo attraversamento si trova tra (2 ÷ 10) kV.

Dall'esame della fig. 1 si vede che il rapporto di emissione secondaria non scende a zero al diminuire di eV_p (cioè al diminuire della tensione del bersaglio V_p), ma diminuisce fino ad un minimo per poi ricrescere fino ad 1 ($I_s = I_p$; $I_T = 0$) per $V_p = 0$. Ciò è dovuto al fatto che per valori di V_p prossimi a zero tutti gli elettroni primari vengono attratti dal collettore che si trova a potenziale alquanto positivo. In questa maniera la corrente di collettore risulta ancora uguale a quella primaria ed il δ, chiamato apparente, perchè non stabilito da corrente di emissione secondaria, riassume il valore unitario. Nell'analisi della curva di fig. 1 si è supposto che la tensione del collettore si trovasse ad un potenziale superiore a quello (V_{CR2}) di secondo attraversamento del materiale isolante. Qualora invece alla tensione del collettore venga conferito un qualsiasi valore compreso tra V_{CR1} e V_{CR2}, la curva di emissione secondaria si modifica in quella riportata in fig. (3), dove si nota una brusca diminuzione a zero di δ appena eV_p supera eV_C. Infatti *quando la tensione del bersaglio* V_p *supera la tensione di collettore* V_C *(circuito di fig. 4), gli elettroni secondari emessi dal bersaglio ricadono nel bersaglio stesso che si trova a potenziale maggiore* ($I_s = 0$; $\delta = 0$). Da quanto sopra, discende che la tensione di una *superficie bombardata di un isolante non risulta necessariamente fissa come si verifica per i bersagli conduttori. L'energia d'impatto di un fascio di elettroni primari, che colpiscono una superficie isolante, subisce continue variazioni* in quanto la superficie, a causa dell'emissione secondaria, viene caricata elettricamente per l'accumulo o rispettivamente per la perdita di elettroni. La fig. 1 mostra in che senso avviene questa carica quando uno

Fig. 1 - Andamento del rendimento di emissione secondaria con $V_C > V_{CR2}$.

Fig. 2 - Circuito per corrente di emissione secondaria con bersaglio conduttore.

strato isolante viene applicato al bersaglio del dispositivo di fig. 2, in cui la tensione V_C si è posta superiore a V_{CR2}. Risulta evidente dalla fig. 1 che, quando l'energia primaria è compresa tra eV_{CR1} ed eV_{CR2}, il rapporto di emissione secondaria è maggiore di uno, per cui la superficie dell'*isolante bombardato si carica positivamente in quanto perde più elettroni di quanti ne riceve dal fascio primario.* Questo accumulo di cariche positive aumenta il potenziale della superficie fino a che viene raggiunto il potenziale di secondo attraversamento (o secondo incrocio) V_{CR2}. Se il potenziale della superficie tende a superare V_{CR2}, il rapporto di emissione diventa minore di 1 e ciò si traduce in un accumulo di elettroni, che scaricano la superficie fino a portarla di nuovo a V_{CR2}. *Possiamo quindi considerare il punto corrispondente ad eV_{CR2} un punto stabile. Un altro punto stabile é il punto A* situato al di sotto di eV_{CR1}, in corrispondenza all'origine degli assi cartesiani. Infatti se la differenza di potenziale catodo+isolante è regolata in modo che eV_p risulti minore di eV_{CR1}, il rapporto di emissione secondaria risulta minore di 1, per cui la superficie dell'isolante accumula un certo numero di elettroni, che la caricheranno negativamente lungo la curva fino a raggiungere il punto stabile *A. Un punto instabile invece* è *quello* corrispondente al primo attraversamento eV_{CR1}, in quanto la più piccola variazione della tensione del fascio, sopra o sotto a questo punto, determina un cambiamento del rapporto di emissione secondaria, che provoca l'inizio della carica della superficie isolante. *Nella fig. 3 sono indicati i versi di carica di uno strato isolante quando la tensione del collettore, che può essere variabile, viene fissata ad un valore inferiore al punto di secondo attraversamento*; cioè $eV_C < V_{CR2}$. Il punto stabile V_{CR2} si sposta in una posizione di poco superiore a eV_C. Questo nuovo punto stabile è il vero secondo punto di attraversamento eV_{CR2} del dispositivo. *In conclusione, possiamo asserire che il potenziale della superficie di un bersaglio isolante può essere portato ad uno dei due punti stabili ed uno di questi può avere* un valore qualsiasi ($V_{CR2} \simeq V_C$) compreso tra V_{CR1} e V_{CR2}.

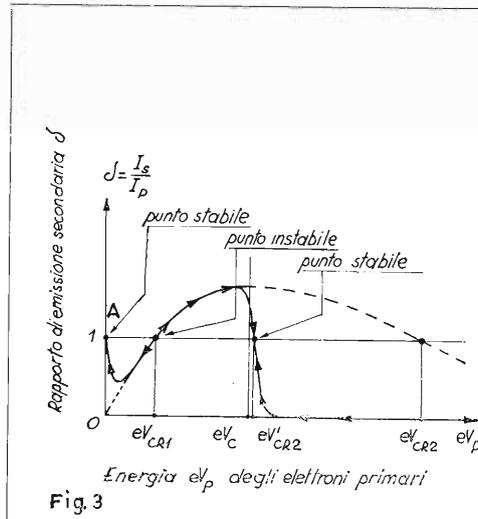



Fig. 3 - Curva di rapporto di emissione secondaria con bersaglio isolante con $V_C < V_{CR2}$; ($V_C \simeq V'_{CR2}$).

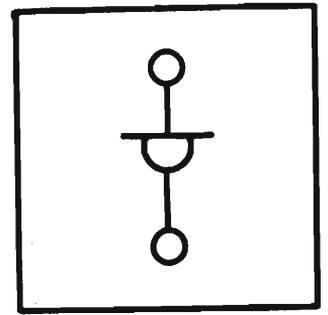
Fig. 4 - Circuito per vedere l'andamento della corrente secondaria al variare delle tensioni V_C e V_p.

2. Costituzione di un tubo a memoria a visione diretta (oscilloscopio a persistenza variabile; a memoria; indicatore radar)

Esso è simile ad un convenzionale tubo a raggi catodici in quanto è provvisto *di un cannone elettronico scrivente* e dei dispositivi convenzionali per la deflessione del fascio degli elettroni. Vi è una seconda sorgente di elettroni dovuta ai *cannoni secondari di illuminazione* a basso potenziale. Inoltre vi sono due griglie supplementari separate dallo schermo. (fig. 5)

Una griglia, denominata « *griglia di memoria G_m* » si trova disposta nelle immediate vicinanze dello schermo fluorescente, e costituisce il bersaglio del fascetto scrivente di elettroni. Essa è formata da una reticella conduttrice, ricoperta di un sottile strato isolante (fluoruro di magnesio) rivolto verso il cannone elettronico.

La propria trasparenza ottica risulta di circa il 50%. *Il valore medio del potenziale della rete metallica viene mantenuto da un valore prossimo al potenziale di massa, mentre allo schermo fluorescente viene applicata* una tensione di accelerazione dell'ordine di $(2 \div 10)$ kV. Il mantenere la griglia di memoria al valore di massa comporta che il potenziale di accelerazione per il cannone elettronico di scrittura deve essere ottenuto applicando al catodo del cannone principale un forte potenziale negativo (circa − 2,5 kV). Una seconda griglia, denominata *griglia collettore G_C*, una rete metallica, perfettamente conduttrice, posta nelle immediate vicinanze della griglia di memoria. Essa è mantenuta a potenziale positivo (circa 200 V) rispetto a massa. *La sua funzione è quella di raccogliere gli elettroni secondari emessi dalla superficie dello strato isolante e gli elettroni di bassa energia ai quali è impedito il passaggio verso lo schermo. Inoltre deve respingere ogni jone positivo prodotto sulla regione compresa tra essa ed i due cannoni elettronici.*

Infatti se a questi joni fosse consentito di giungere sulla superficie memorizzante, il suo potenziale negativo (come vedremo) verrebbe ridotto, con conseguente perdita del potere memorizzante e del contrasto dell'immagine sullo schermo. *I cannoni secondari di illuminazione (o di allagamento) hanno il catodo a potenziale di massa* e producono un fascio

di elettroni fortemente divergente in grado di coprire l'intera superficie della griglia di memoria e dello schermo *S*.

3. Funzionamento del tubo - Cancellazione

Se il cannone di scrittura non emette elettroni, e la griglia di memoria, unitamente allo strato isolante che la ricopre, si trovano allo stesso potenziale positivo rispetto a massa, gli elettroni emessi dal cannone a basso potenziale cadranno sulla superficie dello strato isolante. Dato però che la differenza di potenziale tra lo strato isolante ed il cannone risulta minore di V_{CR1}, il potenziale della superficie isolante, per quanto abbiamo visto ($\delta < 1$ fig. 3), si porterà al valore zero (punto *A*).

In queste condizioni, in prossimità dell'apertura della griglia, gli elettroni di illuminazione, attratti dal forte potenziale positivo dello schermo, cadranno su di esso provocandone l'illuminazione.

Per sopprimere l'illuminazione dello schermo, si porta la griglia di memoria ad una tensione positiva di circa 10 V (a seconda della tensione d'interdizione del tubo) portanto così, per effetto capacitivo, anche la superficie isolante alla stessa tensione. In queste condizioni, a causa della caduta sulla superficie isolante degli elettroni del fascio d'illuminazione, quasi istantaneamente la *superficie isolante si riporterà al potenziale zero.* Se, a questo punto, la tensione della griglia che fa da supporto allo strato isolante, viene portata a zero, per accoppiamento capacitivo, *la superficie dello strato isolante si porterà a* − 10 V (*tensione d'interdizione*) e la corrente d'illuminazione del tubo cesserà. Se l'escursione della tensione fosse minore di 10 V la corrente d'illuminazione non verrebbe interrotta, ma risulterebbe ridotta d'intensità con conseguente diminuzione della luminosità del tubo.

4. Scrittura - Persistenza variabile - Memorizzazione

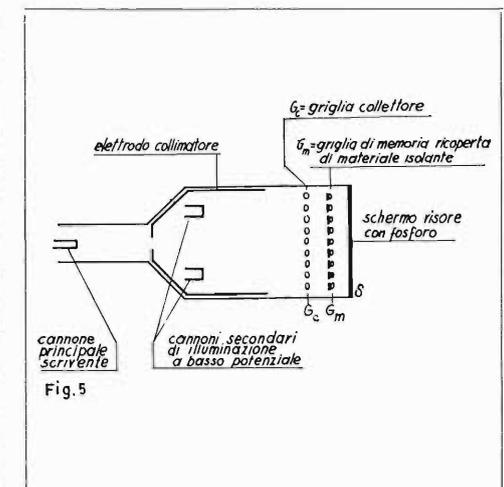
Consideriamo ora l'azione del cannone di scrittura. Supponiamo che la superficie dello strato isolante sia al potenziale di interdizione. Se il cannone elettronico di scrittura fosse diretto su un ben determinato punto della superficie del materiale isolante, giacchè la tensione tra il catodo (circa − 2,5 kV) e la superficie isolante risulta superiore a V_{CR1}, il potenziale, in quel punto di incidenza, si dovrebbe portare verso il valore della tensione della griglia collettore (fig. 3; $V_C \cong V'_{CR2}$) con una velocità determinata dalla densità di corrente del cannone di scrittura e dalla capacità per unità di superficie tra la superficie dello strato isolante e la griglia di sostegno di questa. *Nella condizione di simultanea presenza del cannone di illuminazione e di quello di scrittura, non risulta possibile* a quest'ultimo poter caricare positivamente, rispetto a massa, il punto della superficie isolante colpito, in quanto gli elettroni di illuminazione, cadendo su di esso, ne impediscono la carica. Quindi, *i punti della superficie isolante colpiti dal cannone di scrittura potranno caricarsi fino al livello di tensione compreso tra* − 10 V *e zero.* Quando viene spento il cannone di scrittura, i punti della superficie di memoria, colpiti in precedenza dal cannone di scrittura, a causa delle propietà isolanti della superficie, rimarranno caricati (con tensioni comprese tra − 10 V e zero) mentre le zone circostanti non colpite resteranno al potenziale negativo di − 10 V. *In queste condizioni gli elettroni di illuminazione verranno accelerati solo in corrispondenza dei punti della superficie di memoria, caricata dal cannone di scrittura, e solo in corrispondenza di questa traccia di scrittura potranno raggiungere lo schermo florescente* (*che si trova ad alcuni* kV) *eccitandolo.* Viceversa, la maggior parte degli elettroni di illuminazione non potrà superare la griglia di memoria, giacchè la superficie di memoria, non colpita dal cannone di scrittura, rimane al potenziale di interdizione (−10V). Da quanto precede consegue che il fondo dell'immagine resta scuro.

Applicando alla griglia di memoria degli impulsi positivi, di durata inferiore al tempo di cancellazione, è possibile ottenere una parziale cancellazione dell'immagine, « *persistenza variabile* ». Infatti, col sistema di cancellazione ad impulsi, le zone scritte della superficie di memoria catturano gli elettroni di illuminazione soltanto per la durata di ogni impulso positivo con conseguente successivo abbassamento del proprio potenziale. Controllando la durata e la frequenza di questi impulsi positivi risulta quindi possibile variare la persistenza della traccia scritta.

Tale persistenza può essere variata normalmente tra 0,2 secondi e qualche minuto. Per rafforzare la traccia sulla griglia di memoria, nel caso di segnali deboli, e *per memorizzare la traccia per un tempo superiore a qualche minuto, si può ricorrere al sistema di accendere i cannoni di illuminazione in modo intermittente.*

In questa maniera, se non si è prodotta sulla superficie isolante una traccia sufficientemente caricata al primo tentativo, vi è la possibilità di sommarvi le cariche apportate durante le scansioni successive.

Inoltre, in questo modo, viene ridotto l'effetto degli ioni positivi che, cadendo sulla traccia della superficie isolante, tenderebbero a scaricarla. Infatti, siccome per un certo tempo i cannoni di illuminazione rimangono spenti, il numero di joni positivi prodotti risulterà minore. In questo modo si possono memorizzare forme d'onda per oltre un'ora. Inoltre se, dopo che è stata scritta la traccia, l'apparato viene spento, l'immagine memorizzata può permanere per alcuni giorni.

Fig. 5 - Schema costruttivo di principio di un tubo a memoria a persistenza variabile.

TBA 631 - Amplificatore FI e BF per TV

E. Balboni

Il rapporto descrive l'applicazione del C.I. TBA631 in un amplificatore FI e BF per televisione: il circuito realizzato presenta l'interessante caratteristica di impiegare un unico circuito integrato svolgente funzioni di amplificatore-limitatore a FI suono (5,5 MHz), discriminatore a coincidenza e amplificatore di BF.
La sezione di Bassa Frequenza, alimentata a 24 V, fornisce ad un carico di 16 Ω una potenza tipica di 2,2 W indistorti ($P_O > 3$ W per $d = 10\%$).

1. Introduzione

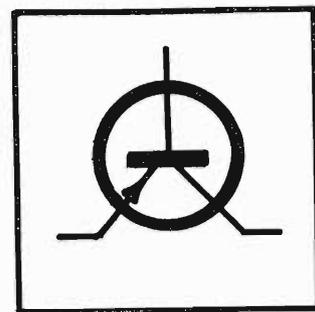
L'impiego del C.I. TBA631 nel circuito descritto in questo rapporto, permette la realizzazione dello intero canale suono TV.
L'irradiazione prodotta dal discriminatore a coincidenza e dagli stadi limitatori integrati nel dispositivo utilizzato, è ottimamente neutralizzata mediante particolari soluzioni circuitali.

2. Descrizione del circuito

Lo schema elettrico completo è rappresentato in figura 1 dove sono messi in evidenza lo stadio a Frequenza intermedia (Q_{1a}) e l'amplificatore di Bassa Frequenza (Q_{1b}), entrambi integrati su una piastrina di silicio montata in contenitore plastico « split-dip » a 16 piedini. Il circuito elettrico di Q_{1a} e Q_{1b} è rappresentato in fig. 2.
Il segnale a FI suono (5,5 MHz), prelevato dall'emettitore del pilota finale video, viene applicato tramite C_1 al filtro di media $L_1 - C_2 - C_3$ accordato a 5,5 MHz.
Il partitore capacitivo $C_2 - C_3$ realizza l'adattamento all'ingresso dell'amplificatore-limitatore (piedino 8).
Come visibile in fig. 2, esso è composto di 3 stadi uguali fra loro: il segnale amplificato e limitato esce dall'emettitore del transistore Q_a, montato a collettore comune, e pilota una porta del discriminatore a coincidenza a doppia semionda.
Una frazione di tale segnale $R_b/(R_a + R_b)$ viene applicata alla rete di sfasamento composta da $C_8 - C_9 - L_2$ che stabilisce la centratura del discriminatore a 5,5 MHz ed applica un segnale sinusoidale alla sua seconda porta: la fase di questo segnale, in presenza di modulazione, contiene l'informazione utile che viene rivelata ed applicata ad un emitter-follower (Q_b).
L'integrazione dei prodotti di rivelazione indesiderati, è affidata a C_{10} (piedino 5) che unitamente a R_c realizza una opportuna costante di tempo per la deenfasi del segnale utile.
Dal piedino 4 il segnale di BF viene applicato a R_3, potenziometro dosatore del volume. Il cursore di questo preleva la frazione di segnale desiderato e lo inietta all'ingresso dell'amplificatore di BF (piedino 3) tramite C_{11}.
La rete di compensazione in frequenza composta da C_{13}, C_{15} ed R_6, stabilizza ottimamente il circuito di BF e limita la banda passante alle frequenze alte.
Dal piedino 16 il segnale viene applicato all'altoparlante tramite C_{14}, il cui valore di capacità stabilisce il taglio della banda alle frequenze basse.
R_4 C_4 definiscono la tensione di alimentazione voluta su Q_{1a}.
La minimizzazione dell'irradiazione del circuito è ottenuta tramite il filtro $R_1 - C_6$, C_{17}, H_1, la particolare disposizione dei componenti sullo stampato (figg. 4 e 5) e mediante l'impiego di uno opportuno schermo metallico. (Fig. 6).

3. Caratteristiche

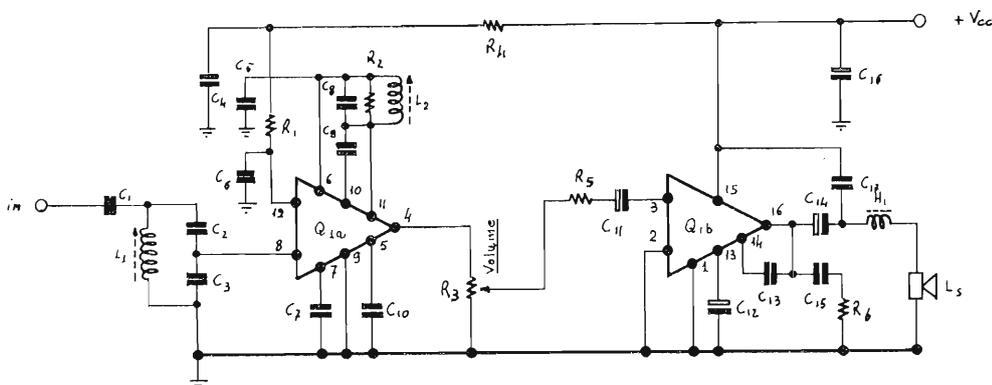
Le prestazioni tipiche del circuito sono raccolte in tabella 1.
La figura 3 mostra l'andamento della reiezione MA parallelamente alla tensione di uscita di AF, per tensione d'ingresso modulata in frequenza con $\Delta_f = \pm 15$ kHz, e alla tensione di uscita di AF, per segnale d'ingresso modulato in ampiezza al 30%.
I grafici sono dati in funzione del livello del segnale di ingresso V_{in}.

S.G.S. S.p.A. - Agrate (Milano)

4. Conclusione

Il circuito presentato costituisce una ottima soluzione per il canale suono TV riunendo contemporaneamente pregi di sensibilità, potenza e fedeltà a pregi derivanti dalla facilità di allineamento dello sfasatore (anche senza l'impiego di un vobbulatore) nei confronti del classico discriminatore a rapporto, che presenta anche difficoltà di realizzazione non indifferenti.

Per informazioni relative al Circuito Integrato TBA631, consultare « TBA 631 IF amplifier; detector; low frequency power amplifier », S.G.S. Agrate - MI. Dicembre 1970

Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore FI-AF per TV.

(**) Substrato collegato elettricamente a massa e al dissipatore di fig. 6.

ELENCO COMPONENTI

Semiconduttori

$Q_{1\,ab}$ = TBA631

Resistenze (Valori in Ω - 20%)

R_1 = 100 - 1/4 W
R_2 = 27 k - 1/4 W
R_3 = 4,7 kA - Potenziometro
R_4 = 560 - 1/4 W
R_5 = 1,8 k - 1/4 W
R_6 = 1 - 1/2 W

L_S = 16 - Altoparlante

Condensatori

C_1 = 6,8 pF - Ceramico
C_2 = 120 pF - Ceramico
C_3 = 370 pF - Ceramico
C_4 = 100 μF - 15 VL - Elettrolitico
C_5 = 0,1 μF - Ceramico
C_6 = 0,1 μF - Ceramico
C_7 = 0,1 μF - Ceramico
C_8 = 100 pF - Polistirolo
C_9 = 18 pF - Ceramico
C_{10} = 5 μF - Ceramico
C_{11} = 5 μF - 10 VL - Elettrolitico
C_{12} = 100 μF - 15 VL - Elettrolitico
C_{13} = 680 pF - Polistirolo
C_{14} = 100 μF - 15 VL - Elettrolitico
C_{15} = 0,1 μF - Ceramico
C_{16} = 100 μF - 25 VL - Elettrolitico
C_{17} = 0,1 μF - Mylar

Varie

H_1 - 18 spire accostate di filo di rame smaltato ∅ 0,6 avvolte su nucleo Neosid *Gw* 4 × 0,5 × 13 - FE10.
$L_1 = L_2$ = 30 spire accostate di filo di rame smaltato ∅ 0,1 avvolte su supporto in polistirolo ∅ 5 tipo *K* 4/21,5/0,5 oF con nucleo *Gw* 4 × 0,5 × 10 - FE10. Schermo 15 × 15 × 22,5. Materiale Neosid. $Q_o \simeq 75$ ad f_o = 5,5 MHz con C_o = 100 pF.

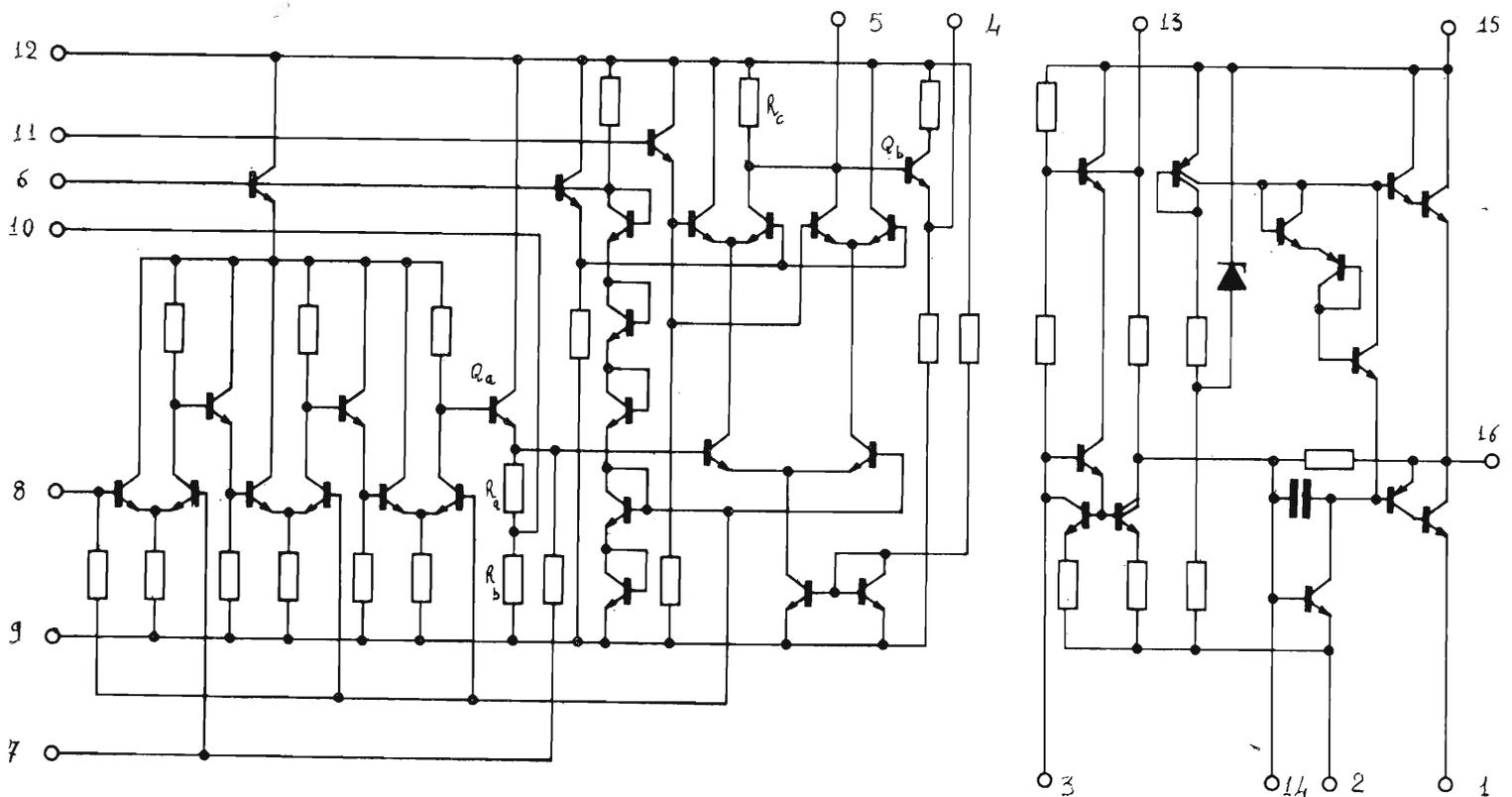
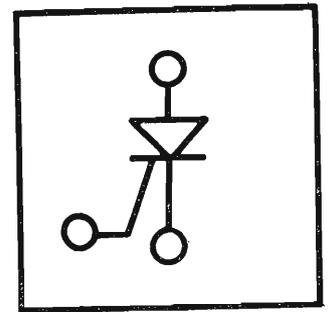



Fig. 2 - Schema elettrico del Circuito Integrato TBA631.

Tabella 1

Prestazioni tipiche

Resistenza di carico di AF	$R_L = 16\ \Omega$
Frequenza del segnale d'ingresso V_{in}	$f_o = 5{,}5$ MHz
Tensione di alimentazione	$V_{cc} = 24$ V
Corrente assorbita per $V_{in} = 0$	$I_o = 30$ mA
Potenza di uscita indistorta ($R_L = 16\ \Omega$; $V_{in} = 1$ mV; $f_{mod} = 1$ kHz; $\Delta f = \pm 25$ kHz; volume opportunamente regolato)	$P_o = 2{,}2$ W
Corrente assorbita a $P_o = 2{,}2$ W (Stesse condizioni di P_o)	$I_a \simeq 200$ mA
Potenza di uscita per $d = 10\%$ (Stesse condizioni di P_o)	$P_d = 3$ W
Livello di AF misurato al piedino 3 ($V_o = \sqrt{P_o R_L}$; $f_{mod} = 1$ kHz; $\Delta f = \pm 15$ kHz; volume massimo; V_{in} opportunamente regolata)	$V_{AF} = 50$ mV
Distorsione totale (stesse condizioni di P_o)	$d = 1\%$
Tensione d'ingresso alla soglia di limitazione (misura eseguita sul potenziometro di volume regolato a zero; $f_{mod} = 1$ kHz; $\Delta f = \pm 15$ kHz; $V_{AF} = V_{AF\,max} - 3$ dB)	$V_{in} = 150\mu$V
Livello del segnale rivelato (Stesse condizioni di V_{in})	$V'_{AF} = 240$ mV

Massimo livello del segnale rivelato (V_{in} = 1 mV; f_{mod} = 1 kHz; Δf = ± 50 kHz; volume a zero; misura eseguita sul potenziometro di volume) — $V_{AF\,max}$ = 1,1 V

Larghezza della curva di risposta del discriminatore (Misure eseguite sul potenziometro di volume regolato a zero. V_{in} = 1 mV; Δf = ± 300 kHz)

- Tratto lineare — $2\Delta f$ = 110 kHz
- Picco-picco — $2\Delta f$ = 180 kHz

Livello del segnale di ingresso RF per $P_o\,AF$ = 2,2 W (f_{mod} = 1 kHz; Δf = ± 25 kHz; Volume massimo) — V'_{in} = 150 µV

Fig. 3 - Andamento della reiezione MA in funzione del livello del segnale di ingresso V_{in}.

Oggetto = Dissipatore - Schermo.
Materiale = Lamierino di alluminio o ottone dello spessore di 0,5 mm.
Quote in mm.

Fig. 6 - Schermo - Dissipatore impiegato nel prototipo.

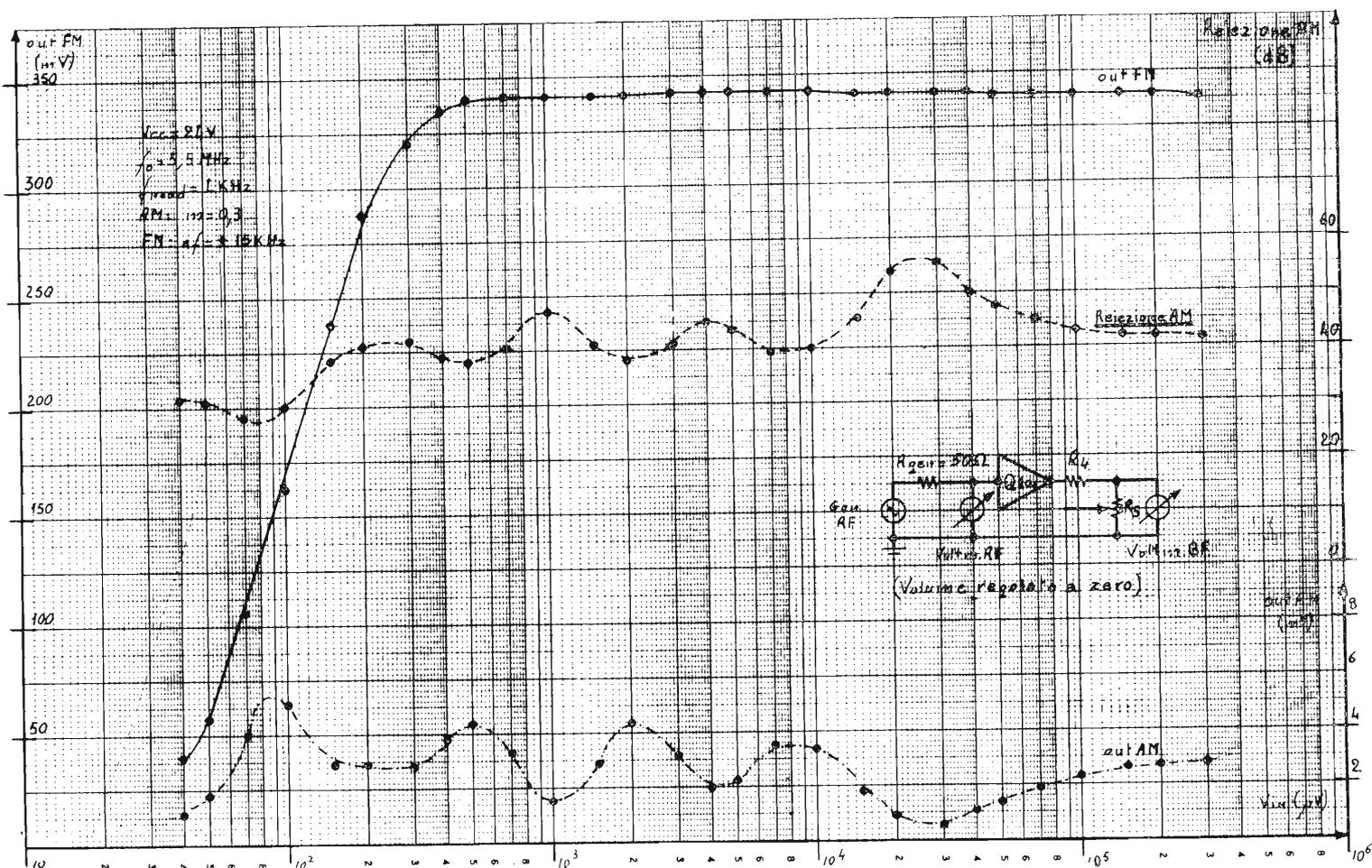
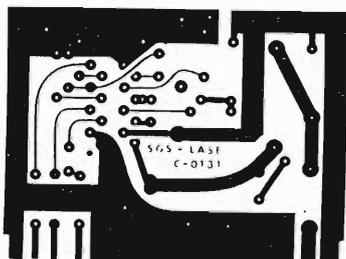



Fig. 4 - Circuito stampato ottimizzato.

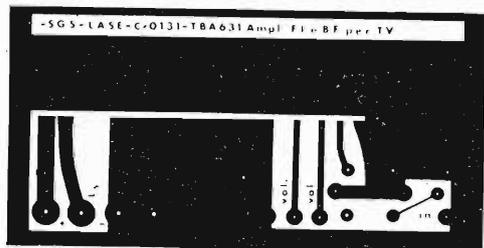
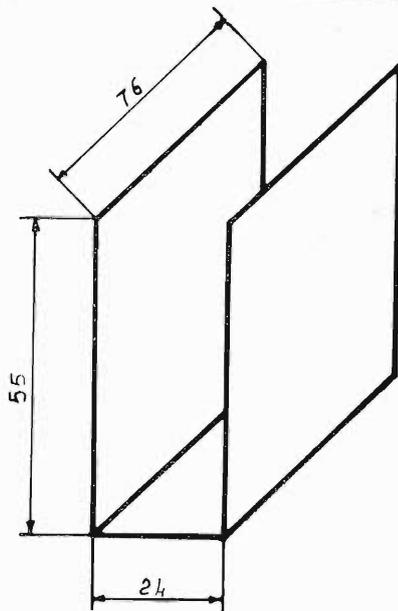
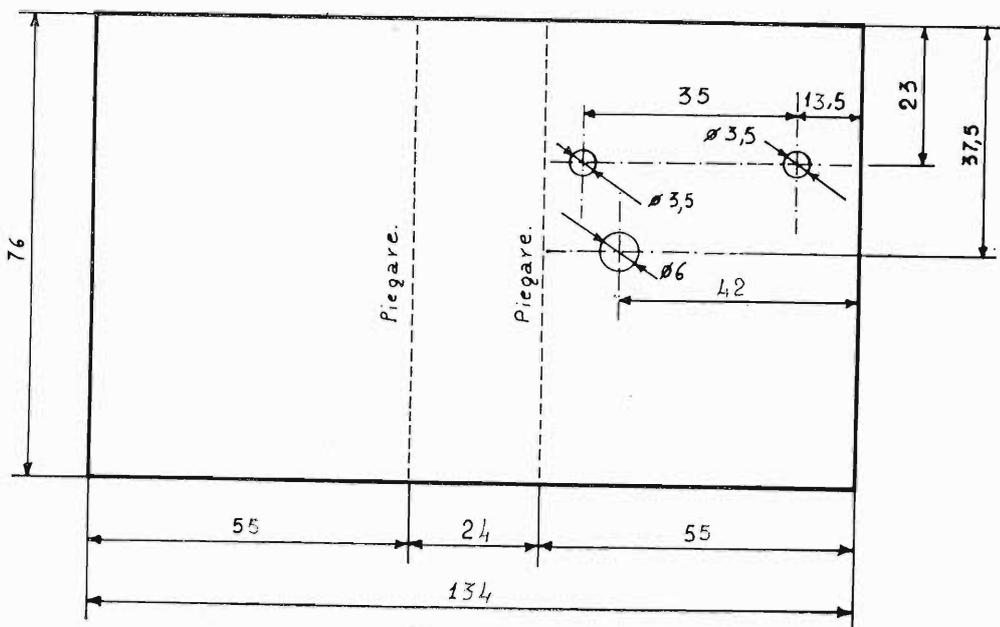



Fig. 5 - Disposizione componenti sullo stampato di fig. 4.

Congiuntura sfavorevole

di P. Krugmann

Le cifre relative all'andamento della produzione e dello scambio con l'estero per il settore Radio e televisione danno un quadro che non appare roseo, soprattutto per gli ultimi mesi del 1970 e i primi dell'anno in corso. Mentre, infatti, la produzione di apparecchi televisivi per il '70 aveva fatto registrare un aumento sul '69 del 48,8%, nel primo bimestre '71 rispetto al primo bimestre '70 la produzione ha visto un calo dell'1%; le previsioni per i mesi immediatamente successivi sottolineano un'accentuazione della tendenza negativa.
L'esportazione, che nel 1970, aveva avuto un aumento — decisamente eccezionale — del 79,2% è ugualmente calata per il primo scorcio del '71. Le cause dello stato generale di crisi del settore sono tante. Prima di tutto quella legata al mercato che — come dicono i tecnici — « non tira più »: alla fine del '70 erano rimasti invenduti 500.000 apparecchi e la tendenza calante si è fatta più acuta nel primo bimestre dell'anno in corso.
La stasi del mercato deriva dal clima di attesa che è andato sempre più allargandosi per l'entrata in funzione del servizio della televisione a colori, che, come è noto, il governo continua a dilazionare nel tempo soprattutto rifiutando la decisione sul sistema di trasmissione da scegliere. I probabili acquirenti anziché acquistare il primo o il secondo televisore preferiscono aspettare il colore. Il mercato è d'altra parte, saturo: l'indice è dato dalla percentuale del 90% di possesso di televisori da parte delle famiglie italiane.
L'analisi dei ritmi di vendita dal 1962 ad oggi dà queste indicazioni: sino al 1966 la progressione è stata variabile e su cifre consistenti; dal 1967 in poi si è stabilizzata su un incremento medio annuo di 50.000 apparecchi circa e con cifre in lieve diminuzione. Occorre tenere poi conto che parte dei nuovi acquisti riguarda il televisore portatile, entrato nelle famiglie come secondo apparecchio.
Ma vi sono altri fattori e non solo quello della saturazione, che rimane, tuttavia il più importante: ad esempio, è unanimemente sottolineata la staticità dei programmi televisivi mentre mancano i programmi regionali che, in altri Paesi, hanno vivacizzato l'interesse di un mercato in fase di stanca e che, in Italia, alzerebbero senz'altro il grado di interesse.
Un altro elemento negativo è stato quello della mancanza — salvo le rare eccezioni — da parte dei produttori di una ampia e incisiva azione promozionale verso i rivenditori e verso il pubblico; una mancanza che è stata decisamente troppo radicale e completa per non sembrare eccessiva in rapporto alla situazione. Oggi, in effetti, questa mancanza di azione promozionale è giustificata dalla realtà aziendale e di mercato ma un anno fa era sproporzionata.
Il secondo fattore che ha determinato la crisi generale è legato all'aumento fiscale portato al 13%: una tassa sul valore del prodotto così alta — effetto di un decretone che si è poi rivelato inattivo — è arrivata proprio a crisi appena avviata; le conseguenze non hanno trovato una possibilità di assorbimento come l'avrebbero trovata se il mercato interno ed estero fossero stati in condizioni migliori.
Il terzo fattore è quello prima riportato della mancata entrata in funzione del servizio televisivo a colori: anni fa, le industrie italiane del settore partirono con ampi investimenti per ricerche e personale di laboratorio in modo da essere pronte per fornire apparecchi di TVC in linea con la concorrenza internazionale: molti perfezionamenti apportati alla ultima fase di realizzazione del PAL portano nomi italiani.
Poi il C.I.P.E. rimandò l'avvio del TVC a dopo il '70 e le ingenti spese assunte dall'industria italiana andarono a pesare su bilanci che non registrano dimensioni finanziarie ragguardevoli: il settore è, infatti, prevalentemente costituito da aziende di piccola e media dimensione.
A queste dimensioni ridotte — rispetto a quelle medie delle aziende europee — si ricollega il quarto fattore negativo: le limitate capacità di autofinanziamento assieme alle difficoltà di accesso ai crediti agevolati.
Queste aziende anche in regime normale si trovano in difficoltà per la copertura del fabbisogno finanziario di gestione sia per la produzione, che per la vendita. Problematica appare poi in queste, attuali condizioni, la possibilità di mantenere e intensificare — come richiederebbe la concorrenza internazionale — un programma di ricerca intenso e capillare.
A questi elementi se ne aggiungono altri ancora quali l'aumento generale del costo del denaro e gli aumenti del costo del lavoro, soprattutto derivante dai diversi effetti delle trattative articolate.
Nell'ultimissima parte del 1970 e nei pri-

mi mesi del 1971 è poi arrivato il definitivo « colpo » negativo: la chiusura dei mercati esteri verso i quali le industrie italiane avevano avviato una forte corrente di esportazione di apparecchi per la TVC, soprattutto il mercato tedesco occidentale. Il mercato interno e quello esterno sono quindi fermi.

La situazione odierna di questo stato di crisi è, di conseguenza, la seguente: sei aziende con un organico di 4.410 unità hanno ridotto l'orario di lavoro a 24 ore settimanali con relativa cassa integrazione; dieci aziende con un organico di 5.976 unità, hanno ridotto l'orario a 40 ore e molte stanno riducendo anche questa soglia; un'azienda con 1960 unità, è ferma per le trattative aziendali; trentanove con un organico di 7.584 unità si trovano in condizioni critiche ma non hanno ancora deciso riduzioni di orario. Gli aggiornamenti recenti danno, in sintesi, questo dato di fatto: due terzi delle industrie del settore hanno ridotto comunque l'orario di lavoro.

Tutta questa situazione è poi legata da un nesso di interdipendenza con quella che si è verificata e si sta intensificando nel campo dei componenti elettronici.

Questo settore produttivo si è venuto a trovare dall'ottobre del 1970 in una situazione critica, che è andata accentuandosi per due ordini di fattori: uno, contingente, legato alla crisi esistente sui mercati mondiali dove la sfrenata concorrenza dei « bigs » ha portato, da una parte, a una atomizzazione dei prodotti offerti in continuazione e con caratteristiche in costante cambiamento, e dall'altra, a un crollo generale dei prezzi.

L'altro ordine di fattori è strutturale e riferito alla componentistica tecnologicamente più avanzata, cioè la microelettronica; le condizioni dell'industria italiana risentono di una mancanza di coordinamento e di aiuto finanziario da parte del governo per la ricerca tecnologica; questo ha praticamente reso dipendenti le industrie italiane dai ritrovati offerti dall'industria estera. L'industria straniera d'altra parte è maggiormente avanzata e indipendente quanto più ha potuto usufruire di consistenti aiuti finanziari governativi: negli USA ad esempio un'azienda di primaria importanza ha ricevuto un contributo centrale pari al 60% della propria spesa complessiva di ricerca; stessa situazione favorevole in Germania, Francia e Inghilterra.

Da noi l'utilizzo delle scarse risorse messe a disposizione dall'IMI è ostacolato da ritardi nel sistema di erogazione del finanziamento che, a sua volta, viene concesso solo dopo che la spesa è stata sostenuta.

Sino a ora questa situazione pesante era abbastanza controbilanciata da una forte corrente di esportazione internazionale: ma, dopo la crisi « elettronica » che ovunque si è allargata, anche i mercati esteri si sono chiusi.

E il mercato interno che utilizza — per quello che interessa la nostra inchiesta — la componentistica, quello della Radiotelevisione è, come abbiamo rilevato, fermo.

Si sono inoltre verificate vistose deviazioni dalle norme che erano state fissate in accordi bilaterali per i contingenti d'importazione in Italia di componenti elettronici; da paesi d'oltre cortina entrano inoltre componenti elettronici a prezzi bassi, cioè politici.

Vi sono inoltre strane situazioni di « giri » per cui prodotti che, in teoria sono fabbricati nella zona Mec e quindi liberamente circolabili, sono in realtà prodotti in fabbriche di paesi dove la manodopera costa molto poco e quindi, sotto forma di pezzi staccati, importati in zona MEC dove ricevono il marchio di produzione europea e la legittimazione a venir liberamente venduti senza dazi doganali, come non accade per tutti i prodotti provenienti da mercati non del MEC.

Da tutto questo confuso insieme di fattori negativi nazionali e internazionali, è derivata la crisi generale dei due settori, elettronica e radio-TV. L'ANIE, l'associazione del settore, ha più volte sottolineato la gravità del momento.

Il primo provvedimento, che rialzerebbe il tono del settore, sarebbe quello dell'avvio del servizio televisivo a colori che, però, dovrebbe lasciare spazio all'industria per ripreprarsi a competere sul mercato nazionale con la fortissima concorrenza dei produttori tedeschi che, in questi ultimi mesi, hanno visto aumentare le scorte di apparecchi invenduti nel loro paese e che vorranno quindi vendere l'invenduto sul mercato italiano; ciò che possono fare a prezzi senzaltro più bassi di quelli del prodotto nazionale.

Per chiarire ai suoi lettori tutti gli elementi che pesano attualmente sull'industria e sul mercato e che hanno causato tante polemiche, l'« antenna » ha deciso di interrogare i maggiori e più conosciuti esponenti del settore: industrie italiane — quelle che sono rimaste tali — e industrie estere. Le domande riguarderanno proprio la situazione generale e quella della singola azienda, aggiornate dalle ulteriori variazioni che sono nel frattempo intervenute.

Dal prossimo numero cominceremo con un nome « italiano », una delle pochissime aziende rimaste indipendenti da controlli esteri: la Ultravox nella persona del Suo Amministratore Delegato, Stanghi.

UV 30 e UV 35
due nuovi strumenti elettronici di misura universali Grundig

di G. Zapf

Per oltre dieci anni il voltmetro elettronico alimentato dalla rete ebbe un importante ruolo accanto al classico strumento universale cosiddetto tester. Da qualche anno sono comparsi pure voltmetri a transistori in grado di funzionare anche indipendentemente dalla rete. Tuttavia solo con la recente introduzione dei transistori ad effetto di campo fu possibile ottenere dei miglioramenti decisivi. Gli strumenti di misura Grundig tipo UV30 e UV35 accoppiano i vantaggi del classico voltmetro a tubi elettronici e a transistori con quelli dello strumento universale finora adottato, unificandoli in un solo apparecchio.

Caratteristiche dello strumento universale UV30

Lo strumento UV30 riunisce le possibilità di sovraccarico e l'alta resistenza di entrata di un voltmetro elettronico con la facile manovrabilità, la versatilità e l'autonomia di alimentazione in uno strumento universale. Una custodia piatta di materiale anti-urto, con dimensioni relativamente piccole, conferisce allo strumento la necessaria manovrabilità ed una piacevole estetica (fig. 1).
Il versatile impiego nelle misure di tensioni, correnti, resistenze e sui semiconduttori è ottenuta utilizzando ben 34 campi di misura. In ciascuno dei nove campi predisposti per la misura della tensione, la resistenza di entrata è di 30 MΩ ed il consumo proprio dello strumento risulta conseguentemente piccolo e trascurabile. Esso assorbe cioè una potenza di $3{,}3 \times 10^{-10}$ Watt in corrispondenza al fondo scala nel campo 100 mV.

Fig. 1A - Strumento universale Grundig UV30

I campi di misura sono dimensionati in modo da poter misurare tensioni continue ed alternate da circa 10 mV fino a 1000 V, correnti continue ed alternate da circa 10 μA fino a 1 A e resistenze da circa 50 Ω fino a 500 MΩ. Inoltre, grazie alla sua apposita presa, sono possibili prove su semiconduttori in posizione di conduzione e di interdizione.

Il circuito dell'UV30

Come è indicato nello schema (vedi fig. 2) la tensione da misurare viene applicata ad un amplificatore in controfase che ha il compito di inviare detta tensione allo strumento di misura J_1, praticamente senza assorbimento di potenza e con eccitazione dello stesso a bassa resistenza.
Sull'entrata è impiegato il transistore amplificatore ad effetto di campo T_1, la cui resistenza di entrata, attraverso la resistenza del partitore, è dell'ordine di grandezza dei 30 MΩ. La corrente residua dell'elettrodo di entrata ammonta a soli pochi pico-Ampère e può perciò venire trascurata.
Come protezione contro erronei sovraccarichi sul transistore di entrata T_1 è posta la lampadina a luminescenza L_{a1}. Un'altra protezione è fornita dalla resistenza in serie R_{24}.
Le tensioni inviate allo strumento vengono ripartite col partitore $R_1 \ldots R_9$ nel rapporto di 1 : 3,16 per scatto. Allo scopo di conservare anche per le alte frequenze il rapporto di partizione, sulle resistenze del partitore sono derivati dei condensatori $C_1 \ldots C_9$. I valori delle capacità sono scelti in modo che il carico capacitivo dell'amplificatore rimanga, per tutte le posizioni del partitore, di piccolo valore. Nei campi di misura della corrente le resistenze del partitore $R_{10} \ldots R_{14}$ sono di valore così basso che il rapporto del partitore inserito viene mantenuto anche sulle alte frequenze.

Nella misura di resistenze la catena del partitore $R_{15} \ldots R_{21}$ serve da resistenza di confronto. Una corrente continua inviata nella resistenza R_{20} viene regolata con la resistenza a rotazione R_{21} in modo che con le prese per la misura aperte, sulla catena del potenziometro si formi una tensione di 100 mV. La tensione da misurare inviata al transistore ad effetto di campo T_1 arriva, dall'elettrodo sorgente sulla base del transistore amplificatore T_3. La corrente dell'emettitore di questo transistore scorre attraverso la resistenza R_{29}, parimenti come la corrente dell'emettitore del transistore T_4. Grazie a questo disaccoppiamento, il transistore T_4 viene comandato dalla parte dell'emettitore, cosicchè sulle resistenze di uscita R_{27} e R_{33} la tensione da misurare amplificata può venire prelevata come segnale in opposizione. I due transistori trasformatori di impedenza T_5 e T_6 comandano lo strumento T_1 con bassa resistenza. Il punto di zero elettrico dello strumento può venire regolato col potenziometro R_{32}. In funzionamento su « tensione alternata » e « corrente alternata » lo strumento viene commutato sul rettificatore a ponte $D_1 \ldots D_4$. In tale condizione l'andamento, rispetto alla temperatura, viene compensata dal diodo D_5 e dalla resistenza R_{36}. Il circuito del voltmetro è alimentato da due batterie accessibili dal fondo della custodia. La durata della batteria da 1,5 V raggiunge circa 450 ore di funzionamento, quella della batteria da 9 V circa 100 ore.

Caratteristiche dello strumento UV35

Il voltmetro universale UV35 è un'edizione semplificata dell'UV30. Esso si distingue anzitutto per il basso consumo di corrente che è minore di 0,6 mA. Si possono misurare tensioni continue da circa 100 mV a 1000 V, con una resistenza di entrata costante di 30 MΩ.
È possibile misurare tensioni alternate nel campo di frequenza da 20 Hz a 30 MHz mediante la sonda di prova DK5, fornibile su richiesta. Per il campo di misura di 1 V esiste una speciale scala. Il campo di misura più alto è di 30 V. Si possono misurare resistenze in quattro campi; il campo di misura si estende da circa 5 Ω a 500 MΩ.
La costruzione e l'impiego dello stru-

mento corrispondono pressocchè completamente a quelli dell'UV30.

Il circuito dell'UV35

Sia il partitore di entrata per le tensioni, sia la parte relativa all'indicazione sono, salvo il campo di misura mancante, pressocchè identici a quelli dello strumento UV30. Parimenti fu mantenuto lo stadio simmetrico per la trasformazione dell'impedenza con i due transistori ad effetto di campo, che contrariamente all'UV30 comanda lo strumento di misura. L'entrata di questo stadio è protetto contro i sovraccarichi mediante una resistenza in serie di forte valore.
Lo strumento viene alimentato mediante una batteria da 1,5 V e una da 9 V. La capacità di queste batterie permette una durata di funzionamento di circa 1500 ore, rispettivamente di 450 ore.

L'impiego dello strumento UV 30 e UV35

1. Misure di tensioni continue

Un indiscutibile vantaggio nella misura della tensione è la costanza della resistenza di entrata di 30 MΩ su tutti i campi di misura. Se ad esempio si misura su un circuito, avente una resistenza interna di 1 kΩ, una tensione di 100 mV, l'errore di misura dovuto all'assorbimento dello strumento ammonta solo a 0,0033%. Completamente diverso è invece il caso quando sullo stesso posto la misura viene effettuata con un normale strumento universale da 20 kΩ/V; usando lo stesso campo di misura si effettuerebbe un errore del 33%. Su altri punti si può arrivare ad errori tali da falsare completamente i risultati della ricerca.
Da questi esempi si comprende come il piccolo consumo proprio del voltmetro elettronico renda possibile un lavoro veloce e preciso. Si aggiunga che un voltmetro elettronico è essenzialmente insensibile ai sovraccarichi imprevedibili.

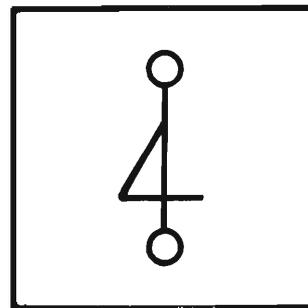
Fig. 1B.
Prese e regolatori del voltmetro universale UV30
1 Regolatore del punto « zero » (elettrico).
2 Regolatore del punto « zero » (meccanico).
3 Regolatore per misure su resistenze.
4 Commutatore « acceso/spento ».
5 Commutatore delle gamme di misura.
6 Presa per prova su semiconduttori.
7 Presa Ω.
8 Presa V.
9 Presa + (presa comune per Ω, V, A).
10 Presa A.
11 Selettore funzioni.

Fig. 2 - Circuito del voltmetro universale Grundig UV30.

2. Misure di tensioni alternate

La resistenza effettiva di 30MΩ esistente su tutte le gamme delle tensioni alternate dello strumento UV30, è notevolmente più alta che nei voltmetri usuali. È possibile misurare tensioni alternate di circa 10 mV nella gamma di frequenze da 10 Hz a 100 kHz con minimi assorbimenti propri.
Per i rilevamenti si raccomanda l'impiego del cavo a basso disturbo L73, nel quale l'isolante interno è circondato da un leggero strato conduttivo in PVC che impedisce durante i movimenti del cavo, la formazione sul conduttore interno di tensioni disturbanti provenienti da elettricità da strofinio.
Impiegando la sonda DK5 collegata con lo strumento UV35 si possono misurare con facilità tensioni alternate fino a 30 MHz. La capacità di entrata di questa sonda è molto bassa, ossia 6 pF.

3. Misure di correnti

I campi di misura della tensione negli strumenti UV30 e UV35 sono così sensibili che in molti casi la corrente può venire determinata dalla caduta di tensione che si forma sulle resistenze al passaggio della corrente.
Misure con passaggio di corrente sono possibili solo con lo strumento UV30, che ha una sensibilità da 10 µA fino a 1 A.

Indipendentemente dal campo di misura, ai terminali di misura della corrente si determina una caduta di tensione di 100 mV.

4. Misure sulle resistenze

In ambedue gli strumenti UV30 e UV35 i campi di misura per le resistenze sono uguali. La fig. 3 mostra il principio per la misura delle resistenze. Con i terminali aperti e perciò con una resistenza infinita, lo strumento indica la tensione U_B ai capi della resistenza in serie R_V.
Con i terminali in corto circuito si verifica la completa caduta di tensione di U_B sulla resistenza in serie R_V e l'indice si sposta sullo zero.

Fig. 3 - Sistema di misure sulle resistenze

Per $R_X = R_V$ l'indice si ferma a metà scala. In questa regione la sensibilità della misura è massima per cui è opportuno effettuare sempre la misura verso detta regione mediana della scala.
Mentre nello strumento UV35 la tensione U_B ammonta a 1,5 V, nell'UV30 questo valore fu abbassato a 0,1 V. Con ciò si evita che durante le prove sui circuiti equipaggiati con semiconduttori vengano messi in conduzione tratti contenenti diodi o transistori. Risulta così più facile localizzare i difetti sui componenti come resistenze, condensatori bobine, ecc.

5. Prove su semiconduttori

Sullo strumento UV30 si trova una speciale presa per la prova dei semiconduttori che viene inserita in posizione « test » È possibile perciò provare i tratti di circuito contenenti semiconduttori posti sia in conduzione che in interdizione. Dall'indicazione si può inoltre rilevare se si tratta di un componente al germanio oppure al silicio.

Misure in decibel

Nella tecnica AF si usa normalmente riportare i rapporti di potenza, tensione e corrente su scala logaritmica. Per tale ragione sugli strumenti UV30 e UV35 uf aggiunta un'apposita scala tarata in decibel.
Si tratta cioè di una scala logaritmica riferita al livello normale, che è 1 mW su 600 Ω. Su questa scala, 0 dB corrispondono ad una tensione di 0,775 V.
I singoli campi di misura sono suddivisi in sottocampi di 10dB ciascuno. Se per esempio il campo di misura di 1 V viene aumentato a 10 V è necessario aggiungere ai valori letti 20 dB.
La scala può venire impiegata pure per misure di amplificazione e di attenuazione.

Caratteristiche dello strumento UV35

Tensione continua:	7 campi 1/3/10/30/100/300/1000 V
Precisione:	± 2,5% del valore di fondo scala
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Resistenza di entrata:	30 MΩ in tutti i campi
Massima tensione di entrata ammissibile:	± 500 V = nel campo 1 V ± 1000 V = nei rimanenti campi
Tensione alternata:	in collegamento con la sonda DK5 4 campi 1/3/10/30 V
Precisione:	± 4%
Risposta alla frequenza:	± 0,5 dB (40 Hz···1 MHz) ± 1 dB (20 Hz···40 Hz e > 1 MHz···30 MHz)
Massima tensione ammissibile:	50 Veff
Capacità di entrata:	ca. 6 pF
Resistenza effettiva di entrata:	ca. 800 kΩ per f = 100 kHz
Resistenza:	6 campi × 10 Ω/ ×100Ω/ × 1 kΩ/× 10 kΩ/× 100 kΩ × 1 MΩ taratura riferita a metà scala.
Precisione:	± 4%
Errore addizionale:	± 1,5% della lunghezza della scala
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Tensione di misura:	1,5 V in tutti i campi
Generalità:	
Alimentazione:	1 elemento mignon 1,5 V per es. Pertrix No. 244 1 batteria da 9 V mm 34 × 61, per es. Pertrix No. 438 Le batterie non sono comprese nella fornitura.
Durata delle batterie:	ca. 1500 ore (elemento mignon) ca. 400 ore (batteria 9 V)
Dipendenza della lettura dalla tensione:	± 2,5% (nell'intervallo da + 10%···− 20% della tensione delle batterie).
Temperatura di funzionamento:	fra 5 e 50° C.
Prese:	4 mm
Dimensioni:	183 × 92 × 42 mm
Peso:	ca. 500 g
Accessori compresi:	2 puntali 6047BGUJ 71−02 cavo di collegamento L73 GUD 64 − 00 (schermato)
Accessori fornibili:	Puntale di prova per tensioni continue tipo 247 C Sonda di prova DK 5

Caratteristiche dello strumento UV30

Tensione continua:	9 campi 01/03/1/3/10/30/100/300/1000 V
Precisione:	± 2,5% del valore di fondo scala
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Resistenza di entrata:	30 MΩ in parall. 80 pF ca. in tutti i campi
Massima tensione di entrata ammissibile:	300 V = nei campi 0,1···3 V 1000 V = nei rimanenti campi
Tensione alternata:	9 campi 0,1/0,3/1/3/10/30/100/1300/1000 V
Precisione:	± 3% del valore di fondo scala per f = 50 Hz (± 6% del valore di fondo scala per f = 50 Hz nel campo 0,3 V)
Resistenza di entrata:	30 MΩ in parall. a 80 pF circa in tutti i campi.
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Gamma di frequenza:	ca. 10 Hz···100 kHz ± 0,5 dB (± 0,8 dB nel campo 0,3 V)
Massima tensione di entrata ammissibile:	300 V ~ nei campi 0,1 ··· 3 V 1000 V ~ nei rimanenti campi
Corrente continua:	5 campi 0,1/1/10/100/1000 mA
Precisione:	± 2,5% del valore di fondo scala
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Caduta di tensione:	100 mV per la lettura massima in tutti i campi.
Corrente alternata:	5 campi 0,1/1/10/100/1000 mA
Precisione:	± 3% del valore di fondo scala, per f = 1 kHz
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Caduta di tensione:	100 mV per la massima lettura in tutti i campi.
Gamma di frequenza	ca. 10 Hz···100 kHz ± 0,5 dB
Resistenza:	6 campi × 10 Ω/× 100 Ω/× 1 kΩ/× 10 kΩ/ × 100 kΩ/× 1 MΩ, taratura riferita a metà della scala.
Precisione:	± 3% (± 5% nel campo ×10 Ω)
Errore addizionale:	± 1,5% della lunghezza della scala
Comportamento alla temperatura:	ca. 1%/10° C
Tensione per la misura:	100 mV in tutti i campi
Prova semiconduttori:	zoccolo per il collegamento di diodi o transistori
Tensione per la misura:	1,5 V
Corrente di misura	massimo 100 μA
Generalità:	
Alimentazione:	1 elemento mignon 1,5 V, per es. Pertrix No. 244 1 batteria da 9 V mm 34 × 61, per es. Pertrix No. 438 Le batterie non sono comprese nella fornitura.
Durata delle batterie:	ca. 450 ore (elemento mignon) ca. 100 ore (batteria 9 V)
Dipendenza della lettura dalla tensione:	± 2% nell'intervallo da + 10%···− 20% della tensione delle batterie
Temperatura di funzionamento:	fra 5 e 50° C
Prese:	4 mm
Dimensioni:	183 × 92 × 42 mm
Peso:	ca.500 g
Accessori compresi:	2 cavetti di prova 6047 BGUJ 71−02
Accessori fornibili:	cavo di collegamento L73 GUD 64−00 (schermato) Puntale di prova per tensioni continue tipo 247 C.

da «Informazioni tecniche» - Grundig.

a cura di L. Cesone

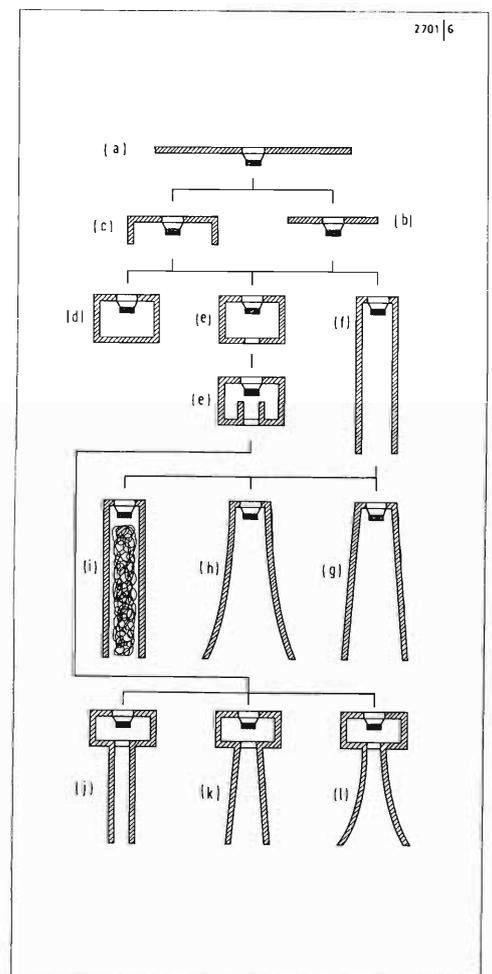
Casse acustiche e diffusori per altoparlanti

Vari tipi di « schermi » acustici e leggi acustiche che ne regolano l'applicazione

Pochi argomenti al pari dei diffusori acustici per altoparlanti formano materia di facili esperimenti a livello amatoriale. È cosa intuitiva che nella maggior parte dei casi una qualsiasi configurazione di pannelli di legno formerà una qual certa ostruzione nei confronti dell'energia acustica irradiata nella zona retrostante il cono di un altoparlante, costituendo (in forma embrionale) uno schermo acustico elementare da cui derivano una numerosa quantità di dispositivi, comunemente definiti diffusori, scopo principale dei quali è di evitare che la radiazione acustica proveniente dal retro dell'altoparlante possa cancellare o parzialmente ridurre la radiazione generata dalla parte anteriore del cono. Le tecniche in questo settore e l'aspetto che possono assumere gli schermi acustici sono certamente numerosissimi; ciò premesso ci limiteremo in questo articolo ad esaminare le configurazioni acustiche più tradizionali iniziando con il mostrare le relazioni esistenti fra di esse. A questo scopo richiamiamo l'attenzione del lettore sulla figura 1, che rappresenta quello che si potrebbe definire l'albero genealogico dei diffusori acustici.
Il capostipite di tutta la stirpe di diffusori realizzabili è il così detto schermo piatto infinito (*a*). Da esso derivano due altrettanto semplici configurazioni definite schermo piatto finito (*b*) e, piegando all'interno le terminazioni esterne dello schermo medesimo, diffusore a dorso aperto (*c*). Chiudendo perfettamente il dorso del precedente diffusore si realizza il così detto diffusore chiuso a schermo infinito di impiego molto diffuso e popolare (*d*). Partendo dal precedente tipo di diffusore e praticando una piccola apertura sul pannello dorsale si realizza un ulteriore tipo di diffusore acustico definito reflex, attuabile nelle due varianti indicate in (*e*). Un'ulteriore serie di varianti si ricava partendo sempre dal diffusore a dorso aperto, prima fra le quali quella attuata prolungando le pareti laterali del diffusore pur mantenendo la struttura basilare,(*f*);ulteriori varianti della precedente struttura sono quella realizzata mediante divaricazione dei pannelli laterali secondo un certo angolo (*g*), quella a forma di cono rovescio (*h*), ed infine il tipo (*i*) in cui l'inserimento di un carico meccanico costituito da particolare materiale di riempimento realizza una linea di trasmissione assorbente. Per terminare diremo che tutti i tipi con pareti laterali prolungate possono essere combinati con il diffusore a dorso fessurato producendo differenti configurazioni « ibride » rappresentate alle lettere (*j*), (*k*) ed (*l*). Si badi che le configurazioni fin qui illustrate sono state rappresentate nella loro struttura essenziale.
Tutti i vari tipi di diffusori dei quali abbiamo detto sono ormai in uso da parecchi anni, anche se dei medesimi siano state reinventate di volta in volta nuove varianti. Tanto per fare un esempio, il diffusore completamente chiuso apparve negli anni cinquanta con il nome di diffusore a sospensione acustica; nessuna meraviglia quindi se presto o tardi anche il semplicissimo schermo piatto si ripresenterà come una novità dal nuovo esotico nome.
In linea generale, il complesso dei diffusori acustici può essere suddiviso in due ampie categorie. Nella prima categoria vengono raggruppati tutti quei sistemi acustici nei quali la radiazione proveniente dal retro dell'altoparlante viene completamente eliminata. Gli unici due effettivi esempi di questo sistema sono lo schermo piatto infinito e il diffusore completamente chiuso.
Alla seconda categoria appartengono invece tutti quei sistemi nei quali la radiazione acustica proveniente dalla parte retrostante l'altoparlante viene invertita di fase, per cui essa viene a trovarsi nella esatta relazione di fase con la radiazione proveniente dalla parte frontale del cono dell'altoparlante con l'effetto di aumentarne l'intensità. La maggior parte dei diffusori acustici, oltre a quelli appena menzionati, appartiene a questa seconda categoria, mentre i sistemi dotati di carico resistivo come ad esempio i tipi (*i*) ed (*j*) sono da considerarsi compresi fra le due categorie.
Passeremo ora ad esaminare dettagliatamente i metodi di progetto e le caratteristiche di ciascun tipo dei principali diffusori, ponendo in risalto i loro relativi vantaggi.

Impedenza meccanica

Qualsiasi tipo di diffusore o di schermo acustico comporta l'applicazione di una impedenza meccanica nella parte posteriore del cono dell'altoparlante, impedenza che apparirà in serie con la espressione circuitale del medesimo, come illustrato in figura 2.
Nel caso relativo ai sistemi a schermo semplice, tale impedenza è dovuta alla impedenza di radiazione nella parte posteriore del cono ed è simile a quella relativa alla parte anteriore del cono. In tutti gli altri sistemi, tuttavia, l'impedenza applicata nella parte posteriore del cono è

Fig. 1 - Sono qui rappresentate le fondamentali configurazioni che può assumere un diffusore acustico.

assai superiore all'impedenza di radiazione; da tale considerazione deriva che una fra le principali considerazioni di progetto è da considerare la relazione esistente fra tale impedenza e la reale impedenza meccanica del cono. Prima di affrontare il progetto di un sistema di cassa acustica sarà quindi indispensabile conoscere i valori di contribuzione dell'impedenza del cono. In alcuni casi è possibile disporre a priori dei dettagli di progetto relativi all'unità di pilotaggio dell'altoparlante in questione, ed in tal caso il problema è notevolmente semplificato; spesso tuttavia capita di dover progettare una cassa acustica destinata a contenere un altoparlante di cui non sono conosciuti i parametri in oggetto; in questo caso è necessario conoscere la procedura per giungere alla loro determinazione. Le procedure descritte nel seguito possono essere utilmente impiegate per giungere alla determinazione di tutti i parametri in bassa frequenza della bobina mobile di un altoparlante.

Allo scopo indicato si proceda nel seguente ordine:

1) si esegua la misura in c.c. della resistenza ohmica della bobina mobile (R_{Edc});

2) si tracci successivamente la curva dell'impedenza della bobina mobile sottraendo da ciascun valore misurato il valore R_{Edc}. La curva risultante dovrà assumere un aspetto simile a quello riprodotto in figura 3;

3) il grafico così ottenuto rappresenta l'andamento dell'impedenza dinamica Z_{EM}, che manifesta un valore di picco in corrispondenza della frequenza di risonanza ($Z_{EMpicco}$);

4) per definire la massa totale in movimento (L_{Mt}) si osservi la frequenza di risonanza (f_o) dalla curva dell'impedenza. Si applichi successivamente un appesantimento di valore definito (L_M) (per esempio un pezzetto di plastilina) ai fini di ridurre sensibilmente la frequenza di risonanza per esempio al valore f_1. Le operazioni effettuate sono rappresentate analiticamente dalla seguente notazione, che risolve il primo quesito:

$$L_{Mt} = \frac{L_M f_1^2}{f_o^2 - f_1^2}$$

5) per determinare il fattore di merito del circuito meccanico (Q_m) ricercare due frequenze ai due lati dell'impedenza di picco sulla curva Z_{EM} in corrispondenza delle quali il relativo valore di impedenza cada a 0,707 del suo massimo valore; supposto che queste frequenze siano f_h la superiore, ed f_1 la inferiore rispetto alla frequenza corrispondente all'impedenza di picco si ottiene:

$$Q_M = \frac{f_o}{f_h - f_1}$$

6) Per definire la reattanza capacitiva elettrica equivalente X_{EM} dovuta alla massa metallica, si applichi la formula seguente:

$$X_{EM} = \frac{Z_{EM\ picco}}{Q_M} = \frac{1}{2\pi f_o C_M}$$

7) Per calcolare invece la costante di trasduzione (Bl) si usino le seguenti formule:

$$X_{EM} = \frac{B^2l^2}{10^9} \cdot \frac{1}{X_M} \quad \text{ove } X_M = 2\pi f_o L_M;$$

$$Bl = \sqrt{X_{EM} \cdot X_M 10^9}$$

8) Il valore L_{EM} dell'induttanza elettrica equivalente dovuta alla rigidità della sospensione si ricava mediante l'applicazione delle seguenti formule:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{EM} C_{EM}}}$$

$$L_{EM} = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C_{EM}}$$

9) Il valore della cedevolezza della sospensione C_M è definito dalla notazione:

$$C_M = \frac{B^2l^2}{10^9} \cdot \frac{1}{L_{EM}}$$

10) Il fattore di merito del circuito complessivo chiuso $Q(Q_T)$ è infine definito da:

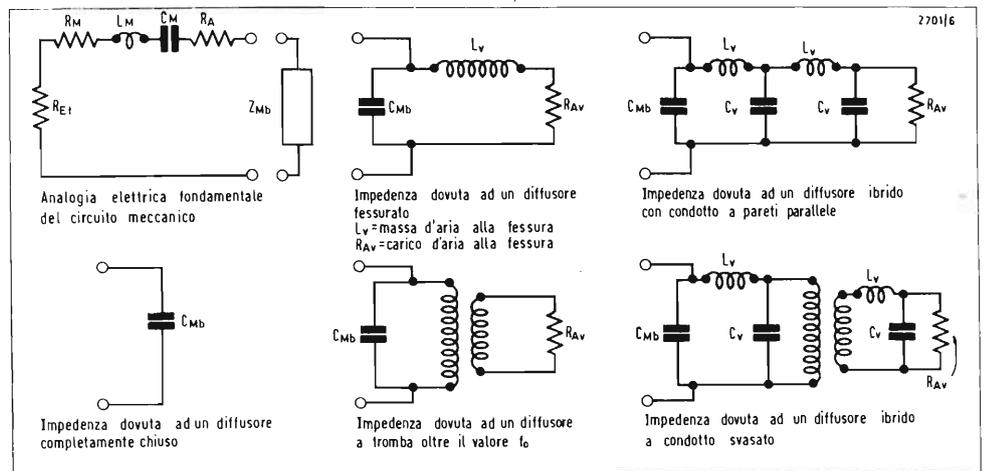
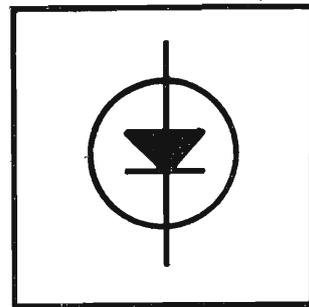
$$Q_T = \frac{R_{Edc} + R_{Ea}}{X_{EM}} = (R_{Edc} + R_{Ea}) \cdot 2\pi f_o C_{EM}$$

ove R_{Ea} rappresenta la resistenza dell'amplificatore, normalmente assai inferiore ad R_{Edc}.

Si badi che i calcoli relativi ai punti 6-9 sono basati su relazioni elettromeccaniche alle quali rimandiamo eventualmente il lettore interessato a maggiori dettagli.

Note di progetto di diffusore a cassa completamente chiusa

Denominato in alcuni casi schermo infinito, il diffusore a cassa chiusa blocca completamente la radiazione acustica proveniente dalla parte retrostante il cono dell'altoparlante. In questo caso il volume di aria contenuto nella cassa agisce come un cuscino elastico, che si oppone come una impedenza rigida al movimento del cono. Naturalmente, quanto minori saranno le dimensioni della cassa acustica, tanto maggiore sarà la suddetta rigidezza. Nell'analogia circuitale, detta rigidezza si manifesta come una reattanza capa-

Fig. 2 - Rappresentazione simbolica delle impedenze meccaniche applicate posteriormente al cono dell'altoparlante da differenti tipi di diffusori. Dette impedenze sono rappresentate in serie al circuito.

citiva che, come è logico aspettarsi, aumenta la frequenza di risonanza alle note basse, rispetto a quella che si avrebbe nel funzionamento in aria libera. Di norma, nelle condizioni suddette, aumenterà anche il fattore di merito del circuito totale.

Su tale principio sono costruiti parecchi tipi di casse acustiche di piccole dimensioni tali da poter essere inserite in una comune libreria. All'atto pratico infatti, ogni volta che sia necessario realizzare una cassa acustica di piccole dimensioni capace di contenere un altoparlante di forte potenza, la soluzione più ovvia è quella di utilizzare un diffusore di tipo completamente chiuso. Occorre tuttavia porre particolare attenzione alla distinzione fra concetto di dissipazione di potenza *elettrica* e concetto di dissipazione di potenza *acustica*; è infatti quest'ultima che occorre tenere in particolare considerazione nel senso che, ai fini della riproduzione acustica, non è tanto importante la potenza elettrica applicabile al diffusore, quanto la «quantità di suono» ricavabile da esso. È quindi estremamente importante evitare di trattare un diffusore in termini di potenza elettrica applicabile ad esso, trascurando di prenderne in considerazione l'efficienza. In effetti il fattore, che riveste la massima considerazione è la potenza totale disponibile sull'intera banda passante richiesta.

Questo fatto assume particolare rilevanza per le piccole casse acustiche di tipo completamente chiuso, poichè ai fini di contrastare l'aumento della frequenza di risonanza dovuto alla rigidità dell'aria contenuta nella cassa, la massa del cono o del diaframma viene normalmente realizzata di valore elevato, con il risultato di ridurre l'efficienza del sistema, anche se, come vedremo, il fattore Bl ne risulta normalmente aumentato mantenendo prossimo all'unità in condizioni di risonanza anche il valore di Q_T. La inevitabile massa del cono dell'altoparlante e della relativa bobina mobile limita le prestazioni soltanto alle frequenze basse, rendendo indispensabile il ricorso alle tecniche di impiego dei filtri « cross-over ».

L'unica possibile alternativa all'adozione di coni eccessivamente rigidi è quella di avvalersi di coni di piccole dimensioni. A questo proposito è possibile dimostrare che l'impedenza offerta da un qualsiasi tipo di cassa acustica è proporzionale al quadrato dell'area del cono. Il problema, in questo caso, è quello di mantenere un'adeguata banda passante nei confronti della potenza in corrispondenza delle frequenze più basse dello spettro acustico.

La cedevolezza meccanica (C_{Mb}) di un volume di aria racchiuso in un involucro è espresso dalla relazione:

$$C_{Mb} = \frac{V_b}{\rho c^2 A^2}$$

in cui V_b rappresenta il volume dell'involucro espresso in cm³; $\rho = 1,21 \times 10^{-3}$; $c = 3,44 \cdot 10^4$ ed infine A indica l'area del cono dell'altoparlante.

L'effetto prodotto dalla cassa acustica sulla frequenza di risonanza in aria libera e sul fattore di merito può essere determinato considerando C_{Mb} in serie con C_M

$$Q \propto f_o \propto \sqrt{\frac{C_{Mb}\, C_M}{C_M + C_{Mb}}}$$

È possibile affermare che nella maggior parte delle casse acustiche di piccole dimensioni il valore di C_{Mb} è notevolmente inferiore al valore di C_M e che entrambi i valori di Q e di f_o sono sostanzialmente proporzionali a $1/\sqrt{C_{Mb}}$.

Il fattore di merito del circuito chiuso complessivo $Q(Q_T)$ è dato dalla relazione

$$Q_T = \frac{2\pi f_o L_{Mt} R_{Et}}{B^2 l^2}$$

nella quale R_{Et} rappresenta la resistenza elettrica totale.

Dalla precedente notazione e nel caso in cui sussista l'eguaglianza $Q_T = 1$ si ottiene:

$$B^2 l^2 \propto f_o L_{Mt}$$

mantenendo la precedente relazione si può dimostrare che il rendimento alle frequenze intermedie $\eta\%$ presenta la seguente proporzionalità

$$\eta\% \propto f_o^3 V_b$$

Ammettendo che il sistema venga progettato per ottenere la massima efficienza, vale a dire che non esistano significativi effetti meccanici di smorzamento, in tal caso la precedente relazione si mantiene invariabile per una bobina mobile di un altoparlante racchiuso in una cassa acustica di tipo completamente chiuso, indipendentemente dal fatto che l'altoparlante sia dotato di un cono alquanto inerte oppure di piccole dimensioni. Il punto su cui occorre richiamare l'attenzione è che qualsiasi tentativo per aumentare l'efficienza alle frequenze medie dello spettro usando per Bl un valore superiore a quello precedentemente specificato, avrà il risultato di ridurre al di sotto dell'unità il valore di Q_T, la qualcosa produrrà conseguentemente una *riduzione* di efficienza alle basse frequenza dello spettro acustico. L'effetto conseguente alla modifica del valore di Bl è rappresentato in forma grafica in figura 5.

Stabilita in base alle considerazioni precedenti la invariabilità della relazione per la bobina mobile di un altoparlante racchiuso in una cassa acustica di piccole dimensioni, possiamo ora fare un passo avanti nelle considerazioni di progetto, ponendo in evidenza che la predetta relazione può essere suddivisa utilizzando *due* unità collegate in serie. In tal caso il valore di Q sarà sempre superiore all'unità, indipendentemente dal fattore Bl; per cui quest'ultimo potrà essere aumentato fintantochè ciò sia economicamente utile farlo, ottendosi con ciò un aumento complessivo del rendimento. Esistono diversi sistemi meccanici per controllare il valore di Q; uno di questi è quello di riempire la cassa acustica con materiale assorbente. Tale operazione comporta anche l'effetto di aumentare il volume effettivo della cassa acustica fin oltre il 40%.

Osservazioni pratiche.

Si parla solitamente di progetto di un diffusore acustico quando ci si accinge al calcolo delle dimensioni del medesimo. Si noti che non esiste un volume critico per un determinato tipo di unità; occorre tener presente che per una data escursione di gamma di frequènze acustiche, quanto minori sono le dimensioni del diffusore altrettanto basso sarà il suo rendimento.

Un caratteristico esempio commerciale di buon compromesso fra efficienza e dimensioni è il diffusore Maxim prodotto dalla Goodmans. Entro i limiti di potenza elettrica da esso dissipabile, le sue prestazioni sono ampiamente confrontabili con quelle di unità di dimensioni assai superiori. In generale la qualità delle prestazioni alle frequenze basse di un sistema di diffusione a cassa acustica chiusa possono essere veramente eccezionali. Le

prestazioni di dette unità alle frequenze basse dello spettro acustico sono assolutamente conformi sia sotto l'aspetto auditivo, sia sotto quello del controllo e della verifica strumentale al ben noto standard americano AR3. Sfortunatamente, nel caso di sistemi di diffusione a cassa completamente chiusa, è spesso inevitabile avvalersi di una raffinata tecnica di filtri cross-over, la qualcosa comporta spesso problemi di non facile soluzione pratica.

Casse acustiche fessurate

Individuate talvolta con la denominazione di diffusori reflex od a inversione di fase, le casse acustiche fessurate rappresentano in teoria uno dei più brillanti ed efficienti metodi di sfruttamento delle caratteristiche di un altoparlante. In pratica, tuttavia, il progetto di parecchi tipi di diffusori reflex comporta un responso alle frequenze basse simile al rumore prodotto da un animale che si rotola nel fango. È tuttavia importante stabilire che un tale fenomeno è sempre ed interamente dovuto ad un errato progetto. Sebbene per gli esperti di tale genere di costruzioni si tratti di argomentazioni ormai superate, preferiamo insistere ancora su questo argomento ad unico vantaggio dei principianti di tale tecnica.

Abbiamo precedentemente asserito che il diffusore fessurato è una cassa acustica chiusa se si esclude l'esistenza di una relativamente piccola apertura sul pannello di chiusura del diffusore medesimo; talvolta detta apertura assume l'aspetto di un condotto che si estende all'interno della cassa. Il volume di aria delimitato dalla cassa si comporta similmente a quanto avviene in una cassa acustica completamente chiusa, con in più la differenza che esso realizza una qual sorta di cuscino d'aria, che si oppone al movimento del cono dell'altoparlante. L'aria presente nella fessura o nel condotto, tuttavia, agisce come una massa, che può « oscillare » sul cuscino d'aria e che quindi presenta una propria frequenza di risonanza indipendente di quella dell'altoparlante. Quando il « blocco » di aria nel condotto oscilla contro il cuscino d'aria costituito dal volume di aria contenuto nella cassa con la sua frequenza naturale, le componenti reattive vengono naturalmente cancellate e l'impedenza che si presenta al movimento del cono è soltanto quella attuata dall'attrito sui lati della fessura e dal carico di aria: la velocità è conseguentemente assai considerevole.

Allorchè le caratteristiche di risonanza dell'aria contenuta nella cassa vengono eccitate dal cono dell'altoparlante, la massa d'aria diventa sede di compressioni e di espansioni da parte del cono e della massa d'aria presente nella fessura, la quale, nelle condizioni di risonanza, agisce in fase, cioè si comprime e si espande allo stesso ritmo dell'aria contenuta nel diffusore. Gli effetti di tale fenomeno dal punto di vista del cono dell'altoparlante si risolvono in un aumento notevolissimo della resistenza del volume d'aria racchiuso nella cassa a questa frequenza, con il conseguente effetto che lo spostamento del cono viene considerevolmente ridotto e quindi aumenta di gran misura la potenza acustica dissipabile dal sistema. Concludendo, la situazione nelle condizioni di risonanza della cassa acustica è tale per cui il cono dell'altoparlante guarda verso una forte impedenza ed il carico di aria viene spinto principalmente attraverso la fessura, che rappresenta una sorgente a bassa impedenza. Il comportamento descritto ci consente di disporre di un metodo efficace per comprendere il funzionamento del diffusore fessurato, che si comporta come un dispositivo di adattamento capace di adattare l'alta impedenza meccanica del cono alla bassa impedenza del carico rappresentato dal volume d'aria.

Resta ora soltanto da chiedersi come comportarsi nei confronti del terrificante valore assunto dal fattore Q del diffusore, che per un buon sistema dovrebbe essere compreso fra 10 e 20? Una tecnica frequentemente usata è quella di porre sulla fessura un pannello di tessuto o di materiale equivalente, creando quello che si definisce un carico resistivo Questa operazione modifica, tuttavia completamente l'efficienza del sistema, riducendo considerevolmente il carico. Un metodo assai migliore consiste invece nell'introdurre una resistenza di assorbimento entro la cassa acustica. Il sistema ideale fra i diversi possibili per realizzare quanto indicato consiste nell'impiegare ai fini descritti lo stesso altoparlante. Eccone la spiegazione: si immagini anzitutto la fessura o la cavità della cassa acustica in condizioni di risonanza, dimenticando nel contempo per un momento che l'altoparlante è una sorgente di energia. Dal punto di vista del volume d'aria racchiuso nella cassa acustica, l'altoparlante costituisce un « vuoto » entro la cavità del diffusore ed il cono può essere eccitato nei due sensi dalla pressione interna dell'aria. Quando ciò avviene, viene dissipata dell'energia per vincere la forza elettromagnetica di pilotaggio, che si oppone al movimento del cono. (Le presenti considerazioni sono evidentemente valide tenendo conto che la bobina mobile dell'altoparlante sia sempre collegata all'amplificatore di bassa frequenza). Quanto più basso sarà lo smorzamento magnetico nella bobina mobile, tanto più facile sarà la possibilità di pilotaggio del cono, vale a dire che il cono medesimo si comporterà come un più cedevole diaframma nei confronti del vuoto da esso creato entro la cassa acustica, per cui verrà dissipata una maggior quantità di energia. Se, per esempio, lo smorzamento elettromagnetico fosse infinito, il cono non potrebbe muoversi del tutto e quindi non vi sarebbe alcuna dissipazione di energia. Si verifica quindi a questo punto l'interessante situazione in cui se il fattore Q della cassa acustica è controllato dal Q dell'altoparlante, d'altra parte l'uno sarà inversamente proporzionale all'altro, cioè se si aumenterà il valore Bl per ridurre il Q dell'altoparlante, si otterrà

Fig. 3 - Andamento dell'impedenza presentata dalla bobina mobile di un altoparlante funzionante in aria libera.

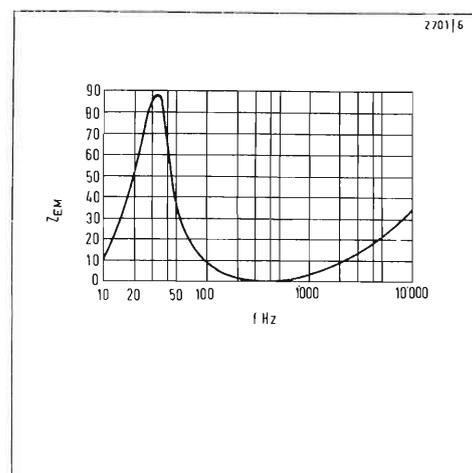
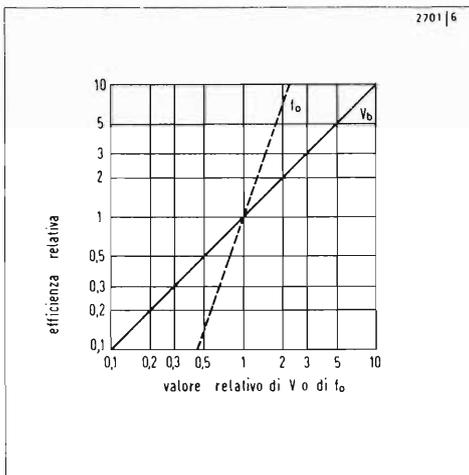
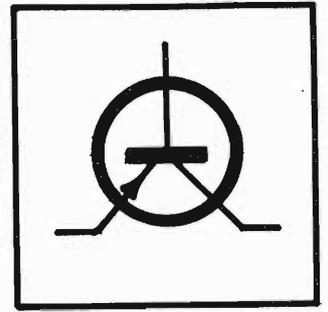



Fig. 4 - Grafico della variazione di efficienza per un diffusore di volume pari a V_b per un limite inferiore di frequenza uguale a f_o.

l'effetto di aumentare il Q della cassa acustica. Per una certa frequenza superiore alla risonanza della cassa acustica, la massa d'aria in corrispondenza della fessura diventerà troppo inerte per potersi spostare e la cassa acustica si comporterà come se fosse completamente chiusa. La condizione di risonanza si manifesterà esattamente come precedentemente descritto per un diffusore di tipo completamente chiuso, mentre la radiazione acustica attraverso la fessura sarà del tutto trascurabile. Al disotto della risonanza del diffusore la massa d'aria presente nella fessura si aggiungerà semplicemente alla massa del cono e si manifesterà una ulteriore risonanza. La massa d'aria nella fessura si sposterà allora in opposizione di fase con quella del cono. I valori di Q di entrambe queste risonanze secondarie inferiori saranno una funzione diretta del Q caratteristico dell'altoparlante.

Ci troviamo quindi ora di fronte a tre distinte condizioni di risonanza sulle quali operare, per due delle quali il relativo Q è una funzione diretta del Q dello altoparlante considerato funzionante in aria libera, mentre per la terza è una funzione inversa. Come è possibile comportarsi in questo caso ed assumere il controllo della situazione? La soluzione esiste, a patto di accettare l'importantissima conclusione che sia la cassa acustica, sia l'altoparlante, vengano considerate parti integranti del medesimo progetto.

Quando si affronta correttamente il progetto di un diffusore reflex, la considerazione più importante che occorre tener presente è quella di fare in modo che i valori del Q siano eguali all'unità. È possibile dimostrare che la suddetta condizione si rispetta ponendo $C_{Mb} = 0{,}62\ C_M$, facendo in modo che il fattore Q dell'altoparlante considerato in aria libera sia pari a 0,62 e facendo risuonare la cassa acustica ad un valore pari a quello della risonanza propria del cono dell'altoparlante considerato in aria libera.

La procedura completa che è consigliabile seguire è appunto la seguente:

1) decidere anzitutto il limite inferiore f_o delle frequenze acustiche, che si desidera riprodurre;

2) stabilire la massa e le dimensioni del cono fissando un compromesso fra la potenza globale, che si desidera ricavare sull'intera banda passante e le esigenze economiche relative all'acquisto dei componenti necessari;

3) determinare il valore della cedevolezza del sistema di sospensione del cono (C_M);

4) fissare il volume della cavità d'aria racchiusa del diffusore (V_b), servendosi della formula

$$V_b = \rho\, c^2 A^2 C_{Mb}$$

nella quale $\rho = 1{,}21 \times 10^{-3}$, $c = 3{,}44 \times 10^4$, A eguale alla superficie del cono espressa in centimetri quadri, ed infine $C_{Mb} = 0{,}62\ C_M$;

5) determinare i valori del magnete e della bobina dell'altoparlante in modo da soddisfare alla notazione:

$$Bl = \sqrt{\frac{2\pi\, f_o\, L_{Mt}\, R_{Et}}{0{,}62}}$$

6) stabilire le dimensioni dell'apertura del reflex in modo tale che si verifichi la risonanza del volume d'aria V_b alla frequenza f_o; l'equazione basilare che realizza la condizione suddetta è la seguente:

$$\frac{l + 1{,}7\, r_v}{r_v^2} = \frac{c^2}{4\pi\, V_b\, f_o^2}$$

nella quale r_v indica il raggio effettivo dell'apertura ed l la profondità della fessura o del condotto.

Nel caso in cui la fessura non sia circolare vale la seguente formula

$$r_v = \sqrt{\frac{A_v}{\pi}}$$

in cui A_v rappresenta la superficie della sezione trasversale del condotto.

Applicando praticamente le preenunciate equazioni si potrà rilevare che esiste una gamma infinita di valori di l e di r_v in grado di risolverle. In questo caso, lo scopo fondamentale è quello di rendere quanto grande possibile il valore di r_v. Tale valore non dovrebbe essere inferiore ad almeno circa la metà del raggio del cono dell'altoparlante. Il limite superiore praticamente non esiste, ed è determinato unicamente dalle dimensioni globali del diffusore; di norma le sue dimensioni non dovrebbero superare 1/12 della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di risonanza f_o. Ciò in funzione del fatto che esiste il pericolo che il condotto si comporti come una massa perfetta; tratteremo tuttavia le implicazioni di questo fenomeno più avanti. Il volume del condotto di apertura deve naturalmente essere considerato in aggiunta al volume della cassa acustica onde ottenere il volume complessivo della cassa acustica.

Questo modo di procedere consentirà di mettere a punto un sistema non-risonante ottenendo nel contempo dal medesimo il massimo delle prestazioni dal punto di vista della potenza erogata sull'intera banda passante e da quello della potenza applicabile. Gli effetti derivanti da variazioni del valore di Bl sono illustrati in figura 6.

Osservazioni pratiche sui diffusori di tipo reflex

A dispetto dei loro evidenti vantaggi, i diffusori fessurati o reflex vengono raramente impiegati. Esistono naturalmente varie probabili ragioni per giustificare questo fatto. Prima di tutto c'è il problema derivante dalla stretta correlazione esistente in questo caso fra altoparlante e cassa acustica. Al secondo posto esiste certamente la sfiducia di ottenere buone prestazioni sfiducia essenzialmente derivante dal seguire regole di progetto sostanzialmente o parzialmente errate. Una ulteriore difficoltà è accentrata sul fatto che in corrispondenza delle frequenze

subsoniche, il cono dell'altoparlante risulta praticamente privo di carico. Questo fatto però non costituisce un grave impedimento a meno che la piastra del giradischi non sia sede di gravi fenomeni di « rumble ».

La soluzione in quest'ultimo caso sarebbe quella di impiegare una piastra giradischi di migliore qualità, la qual cosa eviterebbe anche la possibile presenza di oscillazioni a frequenza bassa e di notevole ampiezza da parte dell'altoparlante. A questo proposito vogliamo qui ricordare che un'altra frequente causa di oscillazioni di notevole ampiezza è da ricercarsi nello stesso amplificatore di bassa frequenza; parecchi amplificatori a transistori manifestano il fenomeno per cui nell'attimo in cui i loro circuiti di amplificazione sono sede di segnali transitori di notevole ampiezza e di frequenza assai bassa, la tensione di alimentazione subisce una brusca caduta che equivale all'applicazione di un impulso prossimo alla corrente continua ai capi della bobina mobile dell'altoparlante.

Un diffusore reflex di buona qualità anche se equipaggiato con un piccolo altoparlante, si comporta regolarmente sull'intera banda passante e lo spostamento del cono in corrispondenza di un picco dovuto ad un segnale impulsivo non supera 1/8 di pollice. Nel caso in cui si abbiano spostamenti superiori a quello citato, la situazione va posta sotto controllo; in tal caso in seguito ad un attento esame, si individuerà la causa di disfunzione fra quelle precedentemente citate.

Una volta costruita una cassa acustica di tipo fessurato, un problema reale e pratico che si presenta al costruttore è quello di come rivestire, dal punto di vista unicamente estetico, l'apertura presente sul pannello. Poichè sappiamo che l'impedenza di uscita della fessura deve (o meglio dovrebbe) essere estremamente bassa, qualsiasi materiale posto a protezione estetica di essa verrebbe a costituire sostanzialmente una impedenza. Ne deriverebbe una riduzione anche fino al 50% del rendimento del sistema ed inoltre un fenomeno assai evidente di vibrazione del tessuto posto a protezione della fessura. Oggigiorno, tuttavia, sono disponibili nuovi materiali, che possiedono una struttura porosa alquanto complessa e essenziale caratteristica dei quali è quella di essere pressochè trasparenti dal punto di vista acustico e quasi completamente opachi da quello ottico. Tali materiali si presentano nell'aspetto sotto forma di tessuto disponibile in una notevole gamma di colori; sfortunatamente il loro prezzo è ancora alquanto elevato.

Diffusori acustici a cavità risonante

Il più semplice dei diffusori del tipo suddetto è quello a forma di parallelepipedo cavo con pareti parallele. Questo tipo di diffusore, al pari di una canna d'organo, presenterà una serie di punti di risonanza e di antirisonanza. Scegliendo una lunghezza appropriata, il punto più basso di antirisonanza di un diffusore a cavità risonante può essere sfruttato per caricare il cono di un altoparlante secondo un sistema simile a quello usato per i diffusori reflex, poichè quando al cono si presenterà un'alta impedenza all'estremità del condotto acustico, il carico d'aria vedrà una bassa impedenza all'estremità opposta. La lunghezza della cavità risonante necessaria per una frequenza di risonanza del cono pari ad f_o si ottiene mediante la formula

$$l = \frac{3{,}44 \cdot 10^2}{4 f_o} - 1{,}7 \text{ raggio del cono}$$

In questo caso il problema principale nasce dall'esistenza di altri punti di risonanza e di antirisonanza, che esistono su tutte le frequenze in corrispondenza delle quali la lunghezza della cavità risonante è un numero intero di quarti d'onda. È realmente impossibile eliminare questi punti senza sminuire l'efficienza della cavità.

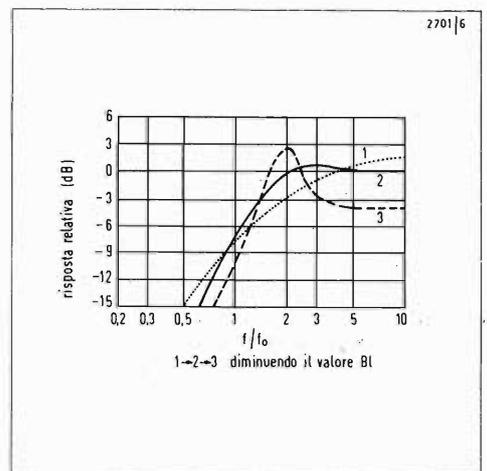
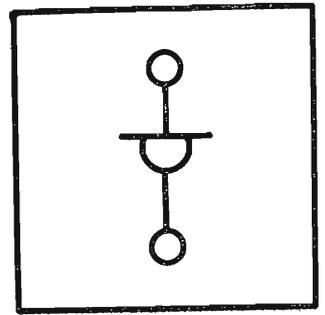
Un tipo migliorato di questo diffusore, assai popolare parecchi anni orsono, era costituito da una cavità conica con l'altoparlante montato a un terzo della lunghezza d'onda più in basso dall'estremità chiusa. Il risuonatore conico ha la tendenza a ridurre il Q alle frequenze di risonanza; la posizione di montaggio dell'altoparlante era tale da sopprimere la risonanza sulla terza armonica.

Diffusore acustico a labirinto

Questo particolare tipo di diffusore rappresenta una variante di quello a cavità risonante, in cui però la cavità stessa viene artificialmente caricata con materiale assorbente, la qual operazione ha l'effetto di eliminare le caratteristiche di risonanza. Questo sistema presenta un rendimento assai ridotto. Poichè il carico applicato al cono è grande e di natura resistiva, si ha una tendenza al fuzionamento a velocità costante, la qualcosa richiede l'introduzione di un opportuno grado di amplificazione delle frequenze basse. Conseguentemente l'altoparlante dovrà essere in grado di sopportare potenze di pilotaggio notevolmente forte. Per concludere diremo che l'unico vantaggio di questo sistema di diffusione acustica è quello di essere completamente esente da fenomeni di risonanza.

Diffusore a tromba

Questo tipo di diffusore offre il più efficiente sistema di carico dell'altoparlante, e il suo rendimento è limitato unicamente dalle sue dimensioni fisiche. Al pari del diffusore reflex, il diffusore a tromba costituisce un dispositivo di adattamento dell'impedenza fra il cono dell'altoparlante ed il carico costituito dal volume d'aria. Tuttavia la sua efficienza può essere assai superiore, ed estesa su una banda passante veramente assai ampia. Il carico applicato al cono alla base del diffusore a tromba è fondamentalmente assai alto e di natura resistiva. Detto carico assume completamente il controllo del cono, per

Fig. 5 - Effetti del fattore Bl sul responso di piccoli diffusori di tipo completamente chiuso.

cui resta la più ampia libertà nella scelta del valore Bl, con l'unica limitazione del costo. I tre fondamentali tipi di diffusori a tromba sono rispettivamente il tipo conico, esponenziale ed iperbolico.

In qualsiasi delle tre varianti, il diametro dell'imboccatura della tromba non deve essere inferiore ad un terzo della lunghezza d'onda relativa alla più bassa frequenza di lavoro (f_o).

L'entità della svasatura viene determinata in funzione del tipo di geometria e di f_o. Nel caso di una tromba conica la superficie A_x (dove x rappresenta la distanza dall'imboccatura) si ottiene dalla seguente formula

$$A_x = A_t x^2$$

nella quale A_t rappresenta l'area dell'imboccatura. La posizione corrispondente ad una attenuazione di − 3 dB si ottiene mediante la seguente formula:

$$f_o \simeq \frac{9x}{A_x} \qquad \text{oppure} \qquad x \simeq \frac{f_o A_x}{9}$$

L'impedenza in corrispondenza dell'imboccatura di un diffusore a tromba conica infinita è rappresentata analiticamente dalla seguente formula:

$$Z_{At} = \frac{\rho c}{A_t}\left[\frac{(Kx_t)^2}{1 + (Kx_t)^2} + j\frac{Kx_t}{1 + (Kx_t)^2}\right]$$

nella quale x_t = distanza dalla imboccatura, quando $A = 0$.

Per simili dimensioni, la tromba esponenziale consentirà di estendere i limiti alle basse frequenze di circa tre ottave rispetto alla tromba conica. In questo caso

$$A_x = A_t\,\varepsilon^{mx} \qquad \text{ove} \qquad m = \frac{4\pi f_o}{3{,}44 \times 10^4}$$

con tutte le dimensioni espresse in centimetri.

L'impedenza all'imboccatura di una tromba esponenziale infinita è pari a

$$Z_{At} = \frac{\rho c}{A_t}\left[\sqrt{1 - \left(\frac{f_o}{f}\right)^2} - j\frac{f_o}{f}\right]$$

La tromba iperbolica infine, presenta rispetto alla precedente il guadagno di circa un terzo di ottava. La formula che rappresenta la sua superficie è la seguente:

$$A_x = A_t\left[\cos h\frac{x}{x_o} + T \,\text{sen}\, h\frac{x}{x_o}\right]^2$$

ove x_o rappresenta la distanza del fondo dell'imboccatura al punto in cui $A = 0$, e T il fattore di forma (tipico 0,6). Il limite di frequenza bassa è dato da

$$f_o = \frac{c}{2\pi\, x_o}$$

mentre l'impedenza dell'imboccatura si ottiene dalla relazione

$$Z_{At} = \frac{\rho c f_o}{A f}\left[\frac{\sqrt{(f/f_o)^2 - 1}}{f/f_o - (1 - T)} + j\frac{f/f_o}{f/f_o - (1 - T^2)}\right]$$

Analizzando le espressioni che danno il valore dell'impedenza all'imboccatura ci si accorge che, in generale, esse applicano un carico resistivo al cono al di sopra della frequenza f_o ed un carico reattivo al di sotto della stessa frequenza.

Osservazioni pratiche

A dispetto di una teoria completa e documentata, che consiglia ampie dimensioni per i diffusori a tromba, esistono diffusori di questo tipo assai più piccoli di quanto si possa immaginare. Si deve ammettere tuttavia che il rendimento di un diffusore a tromba può essere altissimo, dal trenta al cinquanta percento. Detti valori rappresentano un guadagno per lo meno venti volte superiore a quello cui siamo oggi abituati ad ottenere con i moderni altoparlanti. Questo fatto potrebbe impressionare e suggerire la possibilità di ridurre, utilizzando detti diffusori, la potenza degli amplificatori. È tuttavia evidente che sarebbe assurdo impiegare un diffusore di dimensioni proibitive allo scopo di ridurre magari di qualche watt la potenza di un amplificatore.

Si badi poi che un diffusore a tromba potrà dare buoni risultati soltanto entro una ristretta banda di frequenze, richiedendo nel contempo l'adozione di tecniche particolari per fornire una buona riproduzione in corrispondenza delle frequenze medie ed alte. È pur vero che i suddetti problemi si possono parzialmente risolvere con l'impiego di speciali diffusori a tromba caricati del tipo « mid-range » e con unità speciali per la riproduzione specifica di frequenze alte, ma è altrettanto vero che tale soluzione solleva numerosi altri problemi di « colorazione del suono » e di distorsione. La sistemazione di un buon diaframma di adattamento entro il diffusore a tromba risulta assai complessa specialmente nel caso sia richiesta la riproduzione di alte frequenze per cui, in conclusione, non bisogna pretendere da un diffusore a tromba più di quanto da esso è logico e possibile ottenere in via teorica e pratica. Se dunque si potrà elaborare un progetto la cui efficienza si mantenga, in particolare alle frequenze basse, con minimi scarti all'atto della realizzazione, garantendo al sistema la possibilità di sopportare la potenza prevista, si potrà senz'altro affermare di aver ottenuto risultati superiori ad ogni aspettativa. Risultati di questo genere si ottengono con diffusori a tromba di dimensioni relativamente ridotte, sebbene qualche problema possa nascere dal fatto che detti diffusori possono manifestare fenomeni di risonanza simili a quelli presentati da risuonatori a cavità sintonizzata; in tale eventualità, tuttavia, la difficoltà potrà essere superata ripiegando sui sistemi ibridi dei quali ora parleremo.

I sistemi ibridi

Quantunque oggi si vadano sempre più diffondendo fra i cultori dell'alta fedeltà sistemi di diffusione così detti ibridi, è netta impressione dell'autore che le molte persone che oggi si occupano del loro progetto disconoscono spesso alcuni particolari essenziali relativi al loro comportamento. È opportuno far precedere qualsiasi considerazione sui sistemi ibridi, dall'affermazione che essendo « ibridi », tali sistemi vanno studiati sotto diversi punti di vista. Fondamentalmente, il sistema ibrido comprende una cavità risonante accoppiata ad un condotto di adeguata lunghezza cui possono essere attribuite differenti configurazioni geometriche, sia per quanto riguarda la sezione nonchè il profilo e la forma della svasatura delle pareti. La procedura di progetto più frequentemente adottata consiste nel concentrare la massima attenzione sulla geometria del condotto, guardando alla cavità come ad un componente di accoppiamento fra il condotto ed il cono dell'altoparlante. Un'alternativa a quanto affermato è quella di considerare invece questi sistemi ibridi come se fossero diffusori del tipo reflex dotati di un condotto acustico esageratamente ampio.

Ai fini di una più approfondita analisi

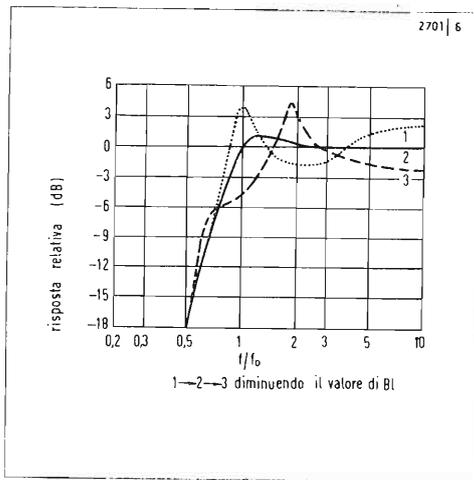
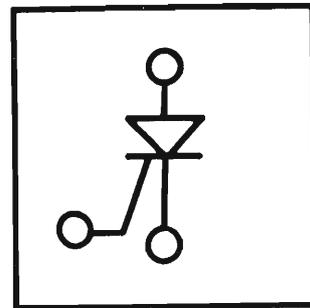



Fig. 6 - Rappresentazione grafica degli effetti del fattore *Bl* sul responso di diffusori fessurati o reflex.

dell'argomento è senz'altro opportuno occuparsi di entrambe le procedure.
Dal punto di vista del cono dell'altoparlante, il diffusore ibrido presenta caratteristiche di carico simili a quelle presentate dai sistemi reflex di migliore qualità, per cui anche la procedura di progetto è da ritenersi simile a quella precedentemente enunciata a tal proposito. Le differenze si manifestano quando ci si appresta alla determinazione delle dimensioni del condotto acustico; infatti, nel caso di ibridi, esso deve essere lungo parecchi centimetri e presentare una sezione proporzionalmente ampia. Questo fatto offre, nei confronti delle casse acustiche reflex convenzionali, notevoli vantaggi in quanto è possibile ottenere notevoli velocità del volume d'aria in corrispondenza dell'apertura del condotto associate però a velocità relativamente bassa per quanto riguarda le molecole.
Infatti una forte velocità delle particelle d'aria conduce alla formazione di vortici ai bordi del condotto, nel qual caso l'aria che si sposta all'interno del condotto incontrerà un'impedenza superiore a quella opposta all'aria che ne esce, con il risultato di un parziale fenomeno di rettificazione e quindi di distorsione del suono. L'adozione di un condotto di sezione opportunamente ampia, attenua sensibilmente questo fenomeno, incrementando il rendimento dell'intero sistema. Qualsiasi tipo di condotto acustico tenderà a creare fenomeni di risonanza, come avviene nel caso di una cavità acustica sintonizzata, per cui quando è in discussione la lunghezza del condotto, le relative frequenze di risonanza saranno confrontabili a quelle che si presentano in un diffusore reflex. Da un punto di vista generale, si deve tenere in considerazione soltanto la più bassa delle varie frequenze di risonanza; infatti, poichè la cavità posta ad una estremità del condotto agisce da disaccoppiamento del condotto medesimo rispetto alle frequenze di risonanza superiori, dette frequenze non risultano eccitate. Resta poi da considerare che in corrispondenza della risonanza caratteristica del reflex l'aria contenuta nel condotto acustico non si comporterà come una massa uniforme.
Il predetto fenomeno origina le tre seguenti situazioni.
1) La frequenza di risonanza della cassa acustica risulterà modificata; in tal caso si può intervenire col variare opportunamente le dimensioni del condotto.
2) La radiazione acustica proveniente dalla terminazione del condotto risulterà traslata di fase, tuttavia per condotti del tipo in esame ciò non costituisce un elemento troppo significante, anzi favorisce il comportamento alle frequenze più basse, nel senso che si avrà un ritardo di fase coll'aumentare della frequenza; ciò consente alla radiazione, che si viluppa nel condotto di assumere un andamento via via predominante.
3) La più bassa delle frequenze di risonanza del condotto, sarà presente nel sistema e ciò invece può rivelarsi assai pericoloso nel senso che non è possibile controllarne l'entità agendo sul fattore *Bl* dell'altoparlante.

Il fenomeno ora elencato ci introduce a considerare il maggior problema associato ai sistemi ibridi e cioè il mezzo per eliminare nel condotto la più bassa delle frequenze di risonanza caratteristiche del medesimo. L'unica soluzione a questo problema consiste nell'introduzione di un materiale assorbente all'interno del condotto; ciò tende naturalmente a ridurre il rendimento del sistema sopprimendo uno dei principali vantaggi dell'ibrido. Il materiale coibente introdotto nel condotto deve quindi garantire un notevole effetto di assorbimento nei confronti delle differenze di pressione esistenti all'interno del condotto, offrendo nel contempo il minimo coefficiente di assorbimento nei riguardi del flusso d'aria che « transita » nel medesimo. Per attuare questa condizione sono stati escogitati parecchi compromessi tecnici, il più efficace dei quali è quello d'impiegare, per rivestire le pareti del condotto, le così dette membrane assorbenti. Una membrana assorbente consiste essenzialmente in uno strato di materiale fibroso ricoperto da una sottile pellicola, che agisce da membrana. Se la membrana viene sollecitata dalla pressione dell'aria, trasmetterà la sollecitazione ricevuta al materiale fibroso sottostante, che provvederà ad assorbire energia per un fenomeno di attrito meccanico fra le fibre che lo costituiscono.
Questo comportamento manifesta caratteristiche di assorbimento abbastanza differenziate rispetto a quanto si potrebbe ottenere dallo stesso materiale fibroso in assenza della membrana. In quest'ultimo caso infatti, l'energia verrebbe direttamente assorbita dalle fibre, che la sottrarrebbero all'aria che transita fra di esse senza che tuttavia si abbia uno spostamento reciproco delle medesime. Contrariamente alla normale fibra o lana di vetro, la quale alle frequenze basse non manifesta nessun effetto di assorbimento, la membrana assorbente si mantiene invece assai efficiente presentando l'ulteriore notevole vantaggio di una superficie perfettamente liscia, che oppone una minima resistenza al transito dell'aria nel condotto acustico.

Abbiamo quindi accertato che, se se ne accetta il costo, il pannello a membrana assorbente costituisce la soluzione di gran lunga più soddisfacente rispetto ai materiali tradizionali per quanto riguarda il rivestimento della cavità interna di diffusori acustici.

Fino a questo punto ci siamo limitati a considerare un condotto a pareti parallele. Ulteriori vantaggi si possono ottenere servendosi di condotti a pareti sagomate secondo curve aperte ove la parte più stretta è prossima alla cavità mentre quella più ampia si apre all'esterno. Queste speciali configurazioni, non solo riducono le perdite e la formazione di vortici, ma realizzano altresì una migliore efficienza conseguente al fatto che il condotto acustico si comporta in questo caso similmente ad un diffusore a tromba.

La sagoma del profilo potrà essere determinata mediante le espressioni già riportate nel paragrafo dedicato ai diffusori a tromba. Terminiamo citando un ulteriore vantaggio consistente nel fatto che il carico applicato al cono dell'altoparlante risulta aumentato alle frequenze più basse per effetto dell'impedenza, che si presenta all'imboccatura del condotto.

Conclusioni

Un grave errore nelle considerazioni in oggetto è quello originato dalla tendenza di considerare separatamente l'argomento altoparlanti dall'argomento diffusori acustici. Non è infatti possibile attuare un progetto soddisfacente per una delle unità citate se si trascura di considerare in dettaglio anche l'altra. Per progettare un altoparlante è necessario stabilire alcuni dettagli quali ad esempio le dimensioni del cono o del diaframma, il loro peso, le caratteristiche di spostamento, le dimensioni del circuito magnetico e della bobina mobile, la cedevolezza delle sospensioni, ecc. Non è possibile stabilire neppure uno di questi parametri se non si approfondisce la condizione di carico. Per procedere correttamente al progetto in un altoparlante è innanzitutto necessario specificare la massima cubatura in cui l'altoparlante dovrà funzionare. In seguito si potrà calcolare qual è la potenza acustica necessaria a produrre le pressioni acustiche previste.

Queste pressioni acustiche possono essere espresse in termini di volume totale d'aria, che deve essere spostato nell'ambiente; ammettendo che il sistema di altoparlante agisca sotto forma di cassa acustica, la variazione di volume d'aria nell'ambiente deve essere eguale alla variazione di volume entro la cassa acustica. Detta cassa acustica avrà un'apertura coperta dall'altoparlante e potrà presentare una o più altre aperture. L'ingresso e l'uscita dell'aria si attenueranno tramite queste aperture e da ciò noi possiamo partire per considerare la relazione esistente fra l'ampiezza delle aperture (ivi incluso il cono dell'altoparlante) e gli spostamenti d'aria attraverso di esse. A questo punto si dovrà tenere conto di altri elementi quali le dimensioni massime consentite del diffusore, la potenza disponibile sull'amplificatore, i fattori economici, ecc. ecc.

Tutto ciò può sembrare del tutto ovvio, ma costituisce il metodo fondamentale per procedere ad un progetto completo. Sebbene molti particolari possano essere trascurati, resta essenziale per una corretta procedura di progetto la considerazione che un sistema di diffusione acustica mediante altoparlanti si trasforma in una cassa acustica, che aspira ed emette un volume predeterminato di aria.

da Wireless World - gennaio '71

Alta onorificenza all'Amministratore Delegato del gruppo Grundig in Italia.

Su proposta del Ministro degli Esteri, on. Aldo Moro, è stata conferita l'onorificenza di Commendatore dell'ordine al merito della Repubblica Italiana all'ing. Max Erwin Schindele, Amministratore Delegato del gruppo Grundig in Italia, la ben nota Casa tedesca produttrice di beni di consumo nel campo radiotelevisivo.

Questa onorificenza corona giustamente una lunga serie di successi dovuti all'opera infaticabile del neo-commendatore Max Schindele, che guida dal 1966, con incarichi progressivamente sempre più importanti, l'attività Grundig in Italia.

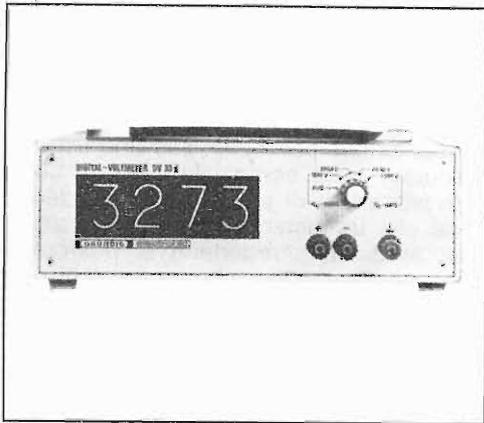
L'importanza di questo riconoscimento acquista inoltre un ulteriore valore, in quanto concesso ad un cittadino straniero a capo di un'organizzazione che opera in Italia.

Auguriamo al giovane Commendatore — 38 anni — una ancor lunga e prospera carriera ed il rinnovarsi di quei successi che le sue doti umane ed organizzative hanno creato in così breve tempo.

Notiziario industriale

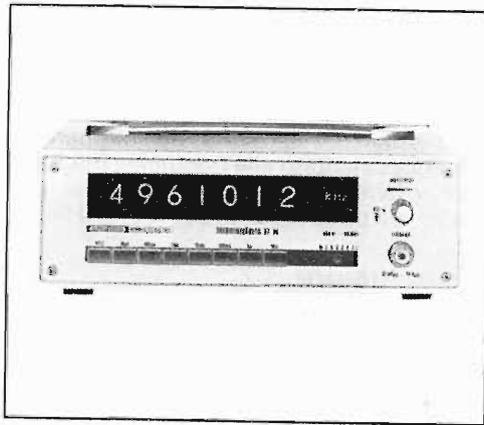
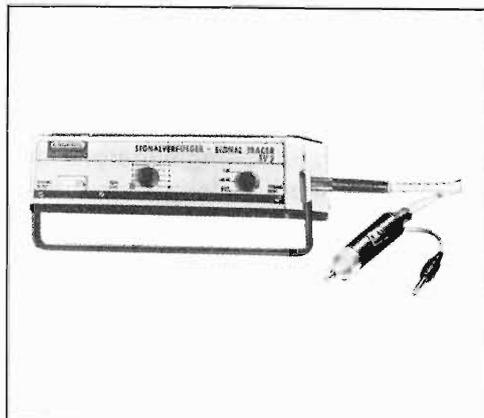
LA GRUNDIG PRESENTA ALCUNI STRUMENTI DI MISURA PER IL « SERVICE »

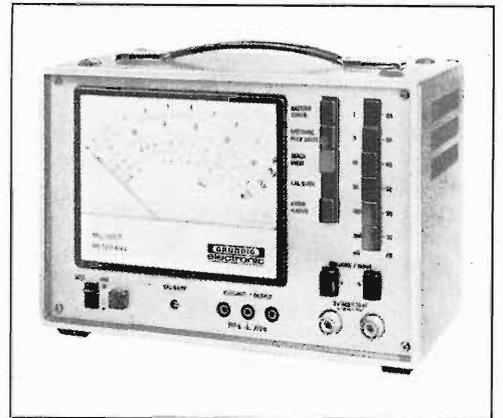
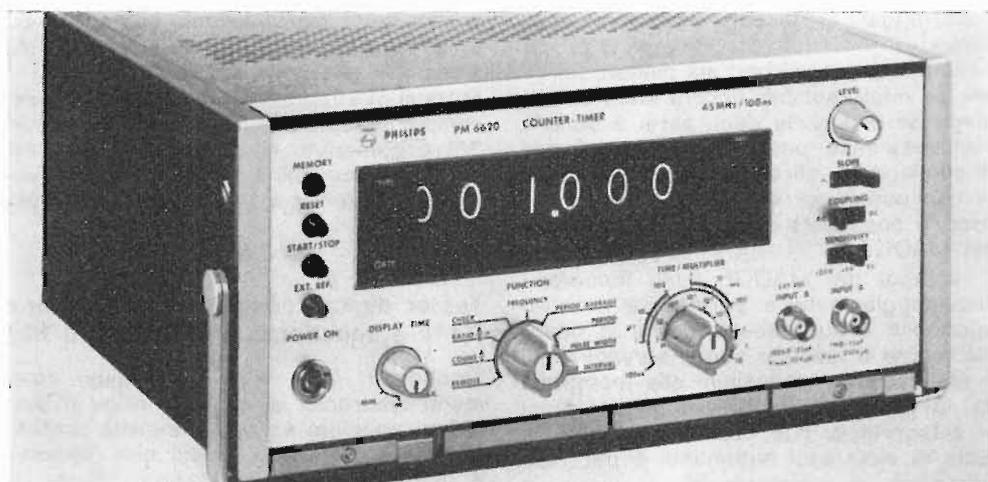
Voltmetro digitale DV 33 A

Con questo strumento è possibile effettuare delle precise misure di tensioni continue come è necessario ad esempio nel « Service » su apparecchi aventi la sintonia a diodi a capacità variabile. Nei tuner Hi-Fi infatti occorre misurare con precisione tensioni da 30 mV fino a 30 V. La lettura può essere effettuata senza errore anche a distanza data l'altezza delle cifre (30 mm.) e l'indicazione della virgola. Lo strumento è di facile impiego e di sicuro funzionamento. Siccome

esso si calibra da sé, risulta superflua la correzione del punto di zero o la taratura. Campi di misura e resistenza di entrata: da 1 mV a 33 V; Re = 1 MΩ, da 10 mV a 33 V; da 100 mV a 330 V; da 1 V a 1000 V; Re = 10 MΩ. Precisione di misura: 0,1% del valore misurato ± 2 digit.

Contatore di frequenza FZ 74

Questo pregevole contatore si presta come strumento universale di servizio per il controllo della frequenza della portante cromatica, per l'esatta taratura dell'oscillatore (specialmente nei ricevi-

tori multigamma - OC), per la taratura dell'oscillatore pilota (19 kHz) e per il controllo dei trasmettitori di misura e campione. L'oscillatore a quarzo da 1 MHz, posto in un termostato, può essere impiegato come campione di frequenza con elevata costanza e precisione (presa di uscita sulla parte posteriore della custodia). Misura di frequenza da 500 Hz a 50 MHz. Tempi di misura da 10 μsec a 10 sec, indicatori di accumulo a 7 posti con indicazione della virgola e della gamma di misura. Precisione: errore della base del tempo: 5×10^{-7} ± 1 impulso. Entrata di misura (con controllo automatico dell'amplificazione) da 10 mV_{eff} a 10 V_{p-p}, 1 MΩ ‖ 15 pF, con sonda TK 5: da 100 mV_{eff} a 100 V_{p-p}, 10 MΩ ‖ 8 pF.

Cercatore di segnali SV 2

Lo strumento completamente transistorizzato e funzionante a batterie con l'indicazione dell'uscita e con altoparlante escludibile, permette, grazie alla sua elevata sensibilità, di rivelare tensioni BF da 50 μV e segnali modulati RF da ca. 30 mV. La testina a bassa capacità è commutabile da RF a BF. Per l'inserzione di segnali esterni nella parte da esaminare, l'analizzatore di segnale può essere collegato ad un generatore di segnali di prova GK 2, che funziona con una batteria incorporata da 1,5 V che, oltre all'oscillazione fondamentale di 400 Hz, emette un largo spettro in alta frequenza.

Millivoltmetro MV 4

Il millivoltmetro MV 4 è un voltmetro amplificato completamente transistorizzato per la misura di tensioni alternate nella gamma di frequenze da 5 Hz a 1 MHz. Può funzionare con la rete oppure con le batterie. I cassetti di alimentazione sono intercambiabili. I campi di misura sono compresi fra 1 mV e 300 V rispettivamente da — 85 a + 50 dB, e da — 80 a + 52 dB. L'entrata di misura dell'apparecchio è prevista per tensioni simmetriche e asimmetriche rispetto alla massa. L'impedenza di entrata nel campo da 1 mV a 10 mV è 2 x 1 MΩ ‖ 50 pF ca., negli altri campi 2 x 1 MΩ ‖ 36 pF. Lo strumento è previsto per l'indicazione del valore efficace e del valore di cresta conforme a DIN 45405. Unitamente al ponte per la misura della distorsione KB 55 si possono effettuare misure del fattore di distorsione.

Contatore da 45 MHz con risoluzione di 100 nsec e misura automatica della durata dell'impulso

Eindhoven. La Philips ha recentemente presentato un contatore elettronico universale la cui possibilità di agganciarsi sia sui fronti negativi che su quelli positivi consente la misura della durata degli impulsi senza dover ricorrere ad apparecchiature ausiliarie. Il PM 6620 probabilmente è il primo strumento di costo medio che offre prestazioni così importanti.

Un'altra notevole caratteristica di questo strumento da 45 MHz è la sua adattabilità ai sistemi automatici di misura. Mediante una piastra stampata ad innesto, opzionale, tutti i controlli principali del PM 6620, quali quelli usati per la misura di frequenza, rapporto di frequenza, periodo, multiperiodo, misure di rapporto e rapporto multiplo, possono essere manovrati a distanza assieme al reset, alle misure per periodi di tempo prestabiliti ecc. Questa combinazione di caratteristiche rende particolarmente utile il PM 6620 ad esempio per il controllo di qualità dei circuiti elettronici e per il collaudo di circuiti integrati e di amplificatori.

Il PM 6620, disponibile con un display da 6 cifre, può contare fino a 45 MHz ed ha una sensibilità d'ingresso di 50 mV eff. su un'impedenza di 1 MΩ/25 pF. Pur essendo uno strumento di costo medio, per mezzo del generatore interno da 10 MHz ad alta stabilità, offre anche una risoluzione di 100 nsec per le misure di tempo. L'elevata stabilità di ± 2 parti per milione, da − 20 a + 70 °C, si ottiene tramite l'impiego di un oscillatore a quarzo compensato in temperatura.

Il tempo di porta del PM 6620 è regolabile da 1 µsec a 10 sec e il livello di aggancio può essere regolato su una gamma molto ampia. La protezione contro i sovraccarichi è prevista per tutta la gamma di aggancio. Le altre caratteristiche includono un'uscita BCD e una uscita base dei tempi.

In questo strumento è anche importante il progetto ergonomico del pannello frontale sul quale le manopole sono state raggruppate secondo una disposizione logica che mette in evidenza i controlli principali; i controlli secondari sono raggruppati a lato. Lo strumento è disponibile in versione compatta da tavolo oppure per telaio da 19 pollici.

● ● ●

Sistema TV a colori per gli scolari di Francoforte

Francoforte sul Meno. Il Comune di Francoforte si prepara ad installare il primo sistema televisivo a colori autonomo che permette di trasmettere su un cavo coassiale, contemporaneamente dieci programmi TV (a colori) e radio, destinati alle scuole cittadine.

Quest'anno, nella prima fase di sviluppo del progetto, uno studio televisivo a colori con tutte le attrezzature verrà posto in funzione dalla Philips tedesca nel « Landes-und Stadtbildstelle », dove si trovano la fototeche e le filmoteche provinciali e nazionali.

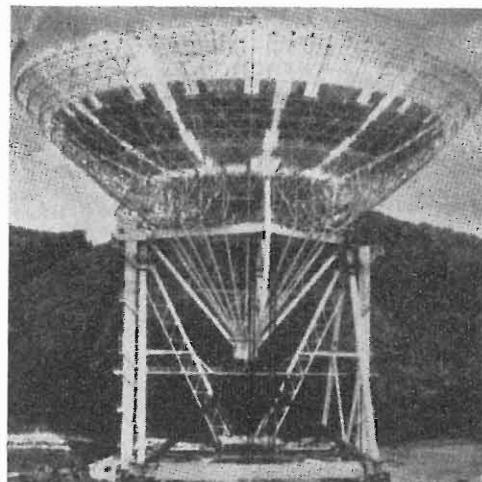
Da questo studio verranno effettuate trasmissioni televisive a colori; ed inoltre sulla rete a cavo possono venire trasmessi i programmi delle reti nazionali (AED e ZDF).

I dieci programmi possono comprendere produzioni proprie, trasmissioni dal vivo da laboratori scientifici locali, film e riproduzioni di registrazioni su nastro.

● ● ●

Il più grande radio telescopio orientabile del mondo

Il più grande radio telescopio orientabile del mondo — con un raggio di esplorazione di 12 miliardi di anni luce — è stato installato a Effelsberg, Germania Occidentale, per l'Istituto Max-Planck di Radio Astronomia.

Controllato e fatto funzionare da un calcolatore elettronico, il telescopio consente un netto guadagno, nell'intervallo delle lunghezze d'onda da 2 a 10 cm, che è almeno dieci volte maggiore rispetto a quello di ogni altro radio telescopio installato precedentemente. Il telescopio ha un riflettore parabolico del diametro di 100 m, composto da 2.400 petali romboidali montati in modo da risultare flessibili e da consentire quindi maggiore precisione. La zona anulare esterna, per una larghezza di 20 m, è formata da 672 settori di rete di filo di acciaio inossidabile al cromo-nickel per ridurre al minimo la corrosione e la manutenzione del telescopio.

L'elevata resistenza meccanica del materiale consente inoltre una rilevante riduzione di peso e diminuisce la resistenza aerodinamica. La quantità complessiva di rete di filo usata per l'anello esterno è di 3,4 tonnellate.

• • •

Nuovo sistema di guida all'atterraggio per elicotteri ed aerei VTOL e STOL

Roma. Gli aerei a decollo verticale o a decollo corto (VTOL e STOL) sono tornati alla ribalta della cronaca per la presentazione, da parte della MEL, consociata inglese del gruppo Philips, di un sistema di assistenza all'atterraggio di nuova realizzazione. Il sistema è stato chiamato MADGE, sigla della dizione inglese Microwave Aircraft Digital Guidance Equipment (Apparecchiatura di guida numerica a microonde per velivoli).

Il MADGE utilizza tecniche interferometriche a microonde per la misura degli angoli di azimut e di elevazione e consente anche la misura della distanza effettiva. L'equipaggiamento di bordo può essere facilmente montato sugli aerei classici a decollo corto e verticale e sugli elicotteri. L'equipaggiamento a terra può essere installato in 10 minuti da due uomini su qualsiasi tipo di terreno.

E' evidente l'utilità di questo sistema per gli aerei a decollo verticale e corto, nonché per gli elicotteri, ai quali consente l'atterraggio in piccoli ed improvvisati campi.

I campi d'impiego sono sia militari sia civili: se infatti sembra ancora lontano l'impiego ad uso civile degli aerei a decollo verticale, basti pensare alle piattaforme di sondaggio, agli eliporti, alle grandi navi con ponte per elicotteri per intravvedere le possibilità di pratica applicazione del MADGE.

I vantaggi del MADGE sono numerosi: l'equipaggiamento è portatile e aerotrasportabile e può essere messo in opera facilmente e lasciato senza sorveglianza; è praticamente insensibile alla topografia del luogo; è utilizzabile per gli atterraggi in categoria II; può essere sviluppato in vista di atterraggi automatici e per l'utilizzazione in categoria III; permette la guida simultanea di più velivoli; la sua semplicità, la facilità d'impiego e il suo basso costo lo rendono particolarmente adatto per aeroporti che non dispongono di sistemi di atterraggio.

Due nuovi circuiti logici integrati

I più recenti circuiti integrati della serie TTL che la Philips ha aggiunto alla sua serie, hanno una soglia di rumore tipica di 1 V a temperatura ambiente di 25 °C. I tipi FJH 261 e FJH 271 sono rispettivamente compatibili con i dispositivi 7442 N e 7486 N.

L'FJH 261 è un decodificatore BCD decimale costituito da 8 inverter e da 10 NAND a 4 ingressi. Gli inverter sono collegati a coppie onde predisporre i dati di ingresso, in BCD, alla decodifica a NAND. La completa decodifica della corretta logica d'ingresso garantisce che i segnali errati d'ingresso non producano uscita. La dissipazione tipica di potenza è di 140 mW e per tutte le uscite è disponibile un fan-out di 10.

L'FJH 271, un circuito con 4 OR esclusivi a 2 ingressi, realizza la funzione $Y = \bar{A}B + A\bar{B}$. Quando i segnali d'ingresso sono complementari, l'uscita logica è 1. I buffer di ingresso dell'FJH 271 abbassano il fan-in al carico di un solo FJ; il fan-out pieno di dieci carichi è disponibile su ogni uscita nello stato logico O. Nello stato logico 1, per facilitare la connessione degli ingressi inutilizzati a quelli utili, è previsto un fan-out di 20.

Il ritardo di propagazione è di 12 nsec e la potenza dissipata di ciascuna funzione OR esclusivo è circa 37,5 mW. Entrambi i circuiti integrati funzionano nel campo di temperatura 0 ÷ 70 °C. L'FJH 261 è contenuto in un involucro dual-in-line a 16 terminali e l'FJH 271 in un involucro dual-in-line a 14 terminali. (M 15/68)

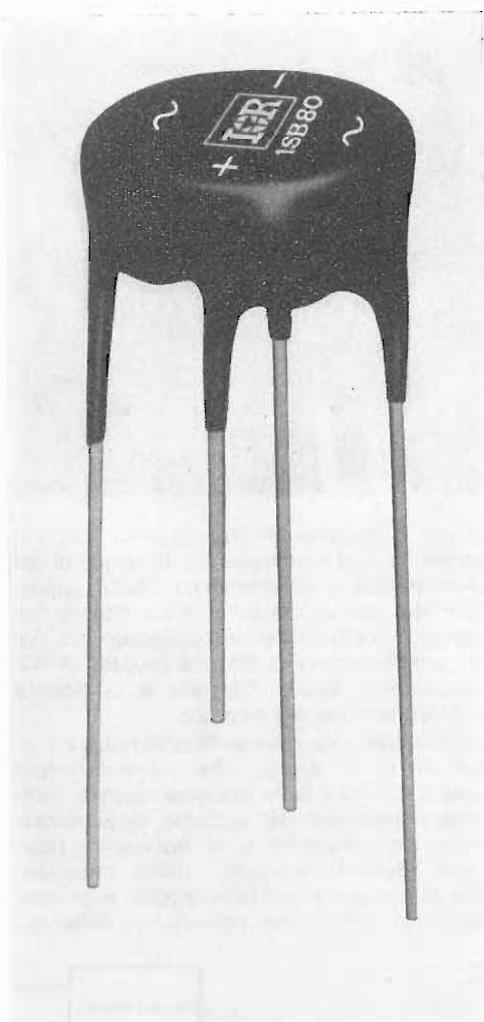
Tester digitali competitivi: Precisione 0,1% e impedenza d'ingresso 10 MΩ

Eindhoven. Alla vasta serie degli strumenti elettronici di misura Philips è stato ora aggiunto un tester digitale professionale il cui prezzo è più che modesto a confronto delle prestazioni offerte. Il tester PM 2422, di tipo integratore, è realizzato con componenti di elevata qualità e con circuiti elettronici che gli conferiscono una precisione dello 0,1%, per tutte le misure c.c., e un'impedenza d'ingresso di 10 MΩ su tutte le gamme. Progettato principalmente per laboratori di Ricerca e Sviluppo, collaudi, linee di produzione e servizi di assistenza, lo strumento dispone di una banda passante che si estende fino a 30 kHz e può misurare resistenze fino a 15 MΩ.

Le misure di tensione del PM 2422 si estendono da 150 mV a 1000 V fondo scala in 5 gamme c.a. e c.c., con una risoluzione massima di 100μV. Il campo di misura delle correnti, c.a. e c.c., va da 150 μA a 1,5 A (suddiviso in 5 gamme) con un potere risolutivo massimo da 100 μA e precisione dell'1% f.s.

Le resistenze misurabili sono comprese fra 150 Ω a 15 MΩ f.s. e sono suddivise in 6 gamme; la risoluzione massima è di 100 MΩ.
Le precisioni di misura delle gamme suddette includono lo 0,1% della lettura ± 1 cifra per le misure c.c. di tensione, 0,2% della lettura ± 2 cifre per le misure di tensione c.a. e 1% f.s. per le misure di resistenza fino a 1,5 MΩ; da questo valore fino a 15 MΩ la precisione è del 2%.
Il display dello strumento, del tipo 3 + 1, può indicare fino a 1500, mentre la posizione del punto decimale varia automaticamente con la scelta della gamma. Le lettere vengono effettuate automaticamente ogni 200 ms oppure ogni secondo con possibilità di « fermare » l'indicazione ponendo il commutatore nella posizione « hold ». L'indicazione di polarità è automatica e il segno ~ viene aggiunto per le misure c.a.
Un'importante caratteristica del PM 2422, confermata dal suo impiego nel convertitore analogico/digitale con modulazione a delta brevettato dalla Philips, è l'elevata reiezione in modo serie. I segnali serie vengono rigettati al di sotto dell'1% del loro valore originale.
Questa caratteristica, assieme alla reiezione in modo comune di 100 dB e alla impedenza di ingresso di 10 MΩ, garantisce che le precisioni dichiarate possono essere mantenute nelle condizioni più sfavorevoli di misura, quando ad esempio devono essere controllati circuiti ad alta impedenza d'uscita.
Con il PM 2422 il tempo di allestimento e l'esperienza dell'operatore risultano irrilevanti dal momento che per tutte le gamme viene usato un solo commutatore/selettore; gli altri controlli sono a pulsante. Le capacità di misura dello strumento si estendono con una sonda di tensione c.c. (fino a 30 kV) e con accessori per le gamme di corrente continua e alternata.

Ponte raddrizzatore monofase di bassa potenza incapsulato in resina

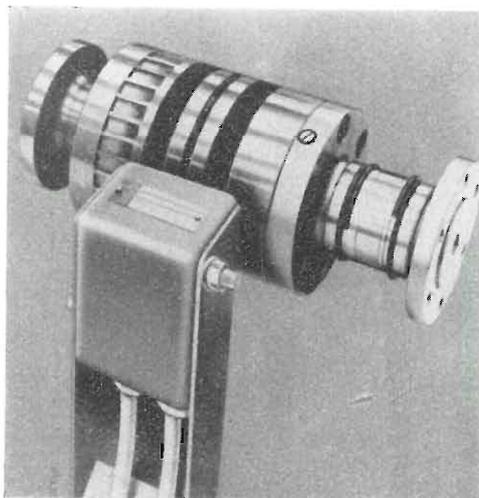
L'International Rectifier ha introdotto un nuovo tipo di ponte da 1 A, serie 1SB che utilizzando moderne tecniche di incapsulamento, può essere venduto a prezzi sensibilmente inferiori a quelli di mercato per similari ponti monofase di bassa potenza.

Con una corrente in uscita di 1 Amp. in un intervallo di temperatura di — 20 + 70 °C, la nuova serie è disponibile in una gamma di tensioni tra 50 e 1000 Volt PRV.
L'1SB può sopportare una corrente di sovraccarico di 40 A per un ciclo a 50 Hz e picchi ripetitivi di 12 A, eliminando ai progettisti dei circuiti le preoccupazioni relative alla sovraccaricabilità dei componenti.
Questo nuovo ponte ha dimensioni molto ridotte ed è l'ideale per montaggio su circuiti stampati. Per il suo prezzo competitivo può essere usato in sostituzione di 4 diodi con un notevole vantaggio economico.

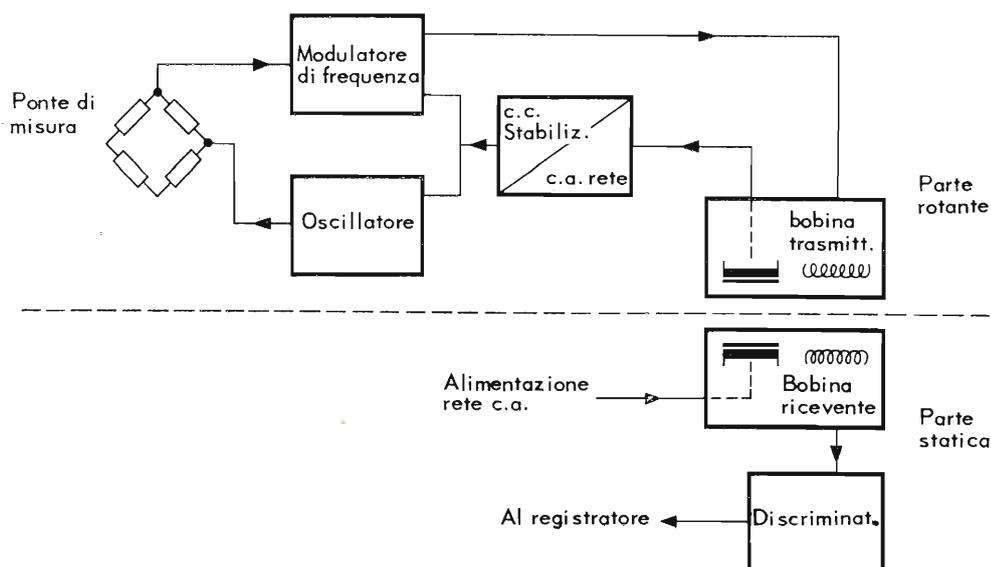
Presentato al Convegno di Cannes il VCR

Cannes. Il videoregistratore a cassette Philips (VCR) è stato uno dei più notati protagonisti del Vidca, il convegno svoltosi a Cannes dal 17 al 22 aprile scorso ed interamente dedicato alle videocassette a testimonianza dell'interesse che da ogni parte converge su questo nuovo mezzo di comunicazione visiva.
Lo sviluppo del sistema di registrazione in videocassetta procede nei laboratori Philips secondo i piani. Presentato per la prima volta nell'aprile 1970 a Palma di Maiorca, in un anno è stato ulteriormente perfezionato ed è attualmente all'ultima fase di realizzazione tecnica, e proprio in queste settimane inizia la produzione del videoregistratore Philips.
Negli ultimi dodici mesi è inoltre aumentato considerevolmente il numero di società europee che hanno adottato il sistema VCR come punto di partenza per la video registrazione e la video riproduzione basate su nastro magnetico; il loro elenco oggi comprende: AEG Telefunken (Germania), Blaupukt-Werke GmbH (Germania), Grundig Werke GmbH (Germania), Loewe Opta GmbH (Germania), Norddeutsche Mende Rundfunk K.G.-Nordmende (Germania), Saba (Germania), Willi Studer-Regox (Svizzera), Lenco A.G. (Svizzera), A. Zanussi SpA (Italia), Thorn Electrical Industries Ltd. (Inghilterra).
E' nei programmi inoltre la presentazione al pubblico del sistema VCR alla Mostra della Radio e della Televisione di Berlino che si terrà in agosto, nonché una serie di presentazioni in altri paesi in un periodo immediatamente successivo. La produzione comincerà all'inizio dell'autunno e le consegne entro la fine dell'anno.
Il primo modello che la Philips presenterà sul mercato sarà il tipo N1500, un VCR per il sistema PAL con sintonizzatore inserito, modulatore UHF, e interruttore a tempo comandato.
Il sintonizzatore permette allo spettatore di registrare un programma mentre, contemporaneamente, ne guarda un altro. Il modulatore permette la ritrasmissione del programma registrato su ogni ricevitore televisivo standard.
Le registrazioni possono essere effettuate tanto a colori che in bianco e nero: i programmi restano interamente compatibili e non c'è alcuna riduzione nel tempo di registrazione e riproduzione del colore.

Il modello N1500 sarà disponibile al prezzo di circa 600 dollari (escluse le tasse locali). La cassetta in bianco e nero con un nastro sufficiente ad una registrazione di un'ora, sarà venduta a 30 dollari circa. Gli apparecchi VCR saranno disponibili sia in versione PAL, sia in versione SECAM. Benché questi due sistemi televisivi a colori non siano compatibili, le cassette registrate in PAL possono essere viste in b/n su un apparecchio VCR SECAM e viceversa.
Vivo interesse per il sistema VCR è stato già mostrato anche da diversi produttori di software, dato le amplissime potenzialità di questo nuovo prodotto.

Trasmissione di segnali senza contatto con il nuovo trasduttore di coppia

La Philips ha introdotto un nuovo sistema per la misura della coppia che consente la rivelazione continua del momento torcente fino a 500 kgm. sia in condizioni di lavoro statiche che dinamiche, senza alcun contatto fisico fra le parti rotanti e quelle fisse.
Il sistema, denominato PR 9372 è utilizzabile per misure dinamiche fino a 10.000 giri/minuto, ed elimina gli inconvenienti che si verificano comunemente usando gli anelli striscianti. Con questo nuovo trasduttore le variazione dovute alla resistenza di contatto vengono eliminate e la precisione di misura, fornita costantemente dal dispositivo, è migliore dell'1%.
Un altro vantaggio, rispetto al sistema ad anelli, è dovuto alla possibilità di inversione durante le misure del senso di rotazione dell'albero senza diminuire la precisione della misura stessa.
Il dispositivo PR 9372 consiste di due parti: la prima rotante viene montata sull'albero del quale si deve misurare la coppia, la seconda, statica, viene fissata nelle immediate vicinanze della parte rotante.
Questa si compone di tre sezioni collegate tra loro meccanicamente per mezzo di bulloni ed elettricamente con semplici saldature. La sezione di misura comprende i 4 estensimetri collegati a ponte di Wheatstone, la sezione centrale, che rappresenta il corpo dell'apparecchiatura, contiene invece le due unità BF - FM e un'unità di raddrizzamento che costituiscono il sistema di trasmissione del segnale; la terza sezione ha funzioni di bilanciamento e di simmetria. Sulla superficie del corpo centrale sono fissate tre bobine: quelle esterne (collegate tra loro) costituiscono la bobina indotta di alimentazione, quella centrale è la bobina di trasmissione del segnale.

La sezione che rimane ferma consiste di due parti: la prima, che viene montata nelle vicinanze della sezione rotante, contiene il primario del sistema di alimentazione ad induzione e la bobina di ricezione dell'informazione: nella seconda, che può essere montata anche a grande distanza dalla parte rotante, vi sono invece i circuiti di elaborazione del segnale.
Le variazioni nella resistenza del ponte (proporzionali alle variazioni di coppia) vengono convertite mediante le unità BF-FM nelle deviazioni di frequenza di un segnale a frequenza portante. I segnali risultanti, modulati in frequenza, vengono inviati alla bobina di trasmissione posta sulla superficie del rotore. Il discriminatore, che fa parte della sezione statica, demodula i segnali provenienti dalla bobina ricevente, il segnale in uscita viene successivamente inviato all'unità di registrazione o di indicazione.
Con il PR 9372 si possono usare diversi strumenti di registrazione/indicazione. Si possono ottenere le seguenti combinazioni di uscita:
1) Segnale a frequenza portante utilizzabile con registratori a nastro magnetico.
2) Segnale demodulato da inviare a registratori a carta ad elevata velocità o a oscilloscopi.
3) Segnale demodulato da inviare a registratori con dispositivi di registrazione del tipo ultravioletto oppure a strumenti di misura a bobina mobile.
Il sistema PR 9372 che è disponibile in 6 versioni, adattabili alle diverse gamme di misure ed ai diversi diametri degli alberi motori, può essere usato per la verifica e il collaudo di tutti i tipi di motori elettrici, per motori a scoppio e per cambi ad ingranaggi ecc. I trasduttori possono essere usati anche per misurare la potenza di uscita mediante la misura del-

le coppie e della velocità di rotazione dell'albero motore, per la misura di variazione di coppia fino a 1,5 kHz, per il controllo del bilanciamento del pistone nei motori a scoppio, per misure durante il dosaggio di prodotti chimici e per misure accurate dove esistono elevate velocità di rotazione. Con le unità PR 9372 le deviazioni di linearità e di isteresi sono entrambi inferiori a 0,2% e la variazione dello zero è inferiore a 0,05% per 10 °C nella gamma 10 ÷ 70 °C.
L'unità di discriminazione del sistema è disponibile in due versioni: una per il montaggio su telaio, per impieghi di laboratorio, l'altra per montaggio a rack da 19" per impieghi industriali. La robustezza e il tipo di costruzione, antiurto e a tenuta stagna, consentono l'impiego del sistema in condizioni ambientali sfavorevoli senza pericolo di guasti.

Nuovo eccezionale deviometro

La Vianello S.p.A. presenta il nuovo Modello 920 della MEASUREMENTS.
Si tratta di uno strumento portatile ed autosufficiente per la precisa misurazione del valore di picco della deviazione in frequenza di trasmettitori di segnali modulati in frequenza.

La sua estrema compattezza (alto 22 x largo 18,5 x profondo 21 cm; peso kg. 4,5) e la possibilità di funzionamento da rete o pile comuni (L. 900 = TOTALE per 50 ore) o batterie al nickel-cadmio ricaricabili lo rendono adatto non solo all'uso in laboratorio ma anche per calibrazioni in campo su radiomobili o installazioni esterne.
E' inoltre provvisto di uscita per oscilloscopio e di circuito di deenfasi che ne permette l'uso come ricevitore di prova (altoparlante incluso nel coperchio).
Le caratteristiche tecniche coprono praticamente tutte le possibili applicazioni e sono tipiche di uno strumento professionale quale è il Modello 920.
Per eventuali dimostrazioni e offerte interpellate: Vianello S.p.A. - Via Crivelli 12 Milano.

Un multimetro analogico economico ad elevata impedenza d'ingresso

Un'impedenza d'ingresso insolitamente elevata (20 MΩ per la gamma 100 mV e 10 MΩ per tutte le altre), è la caratteristica principale del nuovo economico multimetro analogico recentemente aggiunto dalla Philips alla sua vasta serie di multimetri.
Lo strumento denominato PM2403, è dotato di uno stadio di ingresso ad alta impedenza (FET) ed offre una precisione di misura del 3% su tutte le gamme delle tensioni e delle correnti con generatori aventi impedenza d'uscita di 100 kΩ e più. Inteso principalmente per il lavoro, di assistenza e di manutenzione, funziona a pile con un 'autonomia di 1000 ore.
Un'ulteriore importante caratteristica di questo strumento è la sua eccezionale larghezza di banda, che si estende da 25 Hz a 25 kHz, insolita per i multimetri dello stesso prezzo.
Inoltre è dotato di circuito di protezione contro i sovraccarichi che proteggono lo strumento fino a 3 kV, il circuito c.a/c.c. di separazione dei segnali garantisce che entrambe le componenti c.a. e c.c. di un segnale composito possano essere misurate separatamente.
Lo strumento copre 9 gamme distinte di misura per tensioni c.a. e c.c. che vanno da 100 mV a 1000 V fondo scala nella sequenza di commutazione 1:3:10 e 12 gamme distinte di corrente, c.a. e c.c., che vanno da 1 μA f.s. a 1 A, con la stessa sequenza di commutazione.
Ha 6 gamme di misura per le resistenze comprese fra 0,1 Ω e 50 MΩ. In questo caso la precisione di misura è 5% della semi scala fino a 1 MΩ.
L'impeto della bobina mobile su banda torcente garantisce una buona linearità e nessun gioco. Nello stesso tempo l'originale sistema di montaggio schermato del magnete, posto all'interno della bobina, elimina qualsiasi inconveniente di lettura dovuto a capi magnetici dispersi.
A protezione contro i segnali R.F. indotti, è stato montato tutto attorno al contenitore dello strumento un sottile strato di materiale conduttore.
A completare il disegno ergonomico del nuovo multimetro concorrono una combinazione di pulsanti di controllo e un commutatore che da un punto di vista funzionale offre una efficienza ottima. Sullo strumento sono anche previsti un indicatore di polarità, la calibrazione e il segna-carica per le pile che semplificano ulteriormente la sua utilizzazione. Di costruzione robusta, tale da farlo resistere a notevoli sollecitazioni meccaniche, il PM2403 è disponibile con apparecchi accessori che comprendono una sonda per altre tensioni (fino a 30 kV), una sonda V.H.F. (fino a 700 MHz), un trasformatore di corrente e due shunt. (ISE 269)

● ● ●

Tre nuovi dispositivi TTL

Il sommatore binario completo da 4 bit, tipo FJH211, è uno dei tre nuovi circuiti integrati aggiunti ai dispositivi TTL della serie FJ della Philips. Gli altri due sono il circuito di parità da 8 bit, tipo FJH 281, e il monostabile FJK 101.
L'FJH 211 può sommare due numeri da 4 bit in codice binario: per ciascun bit viene fornita la somma di uscita e il riporto risultante può essere ottenuto dal quarto bit. E' progettato per velocità medie/alte, e applicazioni a bit multipli, parallelo o serie. Il circuito è ad elevata velocità, alto fan-out ed è compatibile con i circuiti DTL e TTL. La realizzazione di un circuito di riporto serie per ciascun bit con una soluzione a singola inversione, elevata velocità e connessione Darlington, minimizza la necessità di usare complicati circuiti di riporto in cascata.
L'FJH 211 è equivalente al tipo internazionale 7483N; ha una dissipazione tipica di 390 mW ed è incapsulato in contenitore dual-in-line a 16 terminali.

Il circuito integrato FJH 281 è simile alla versione internazionale 74180N. E' un generatore/controllore di parità da 8 bit che fornisce le uscite pari/dispari e gli ingressi di controllo per consentire il funzionamento sia a controllo pari che a controllo dispari. La lunghezza della parola si può espandere semplicemente aggiungendo altri elementi in cascata. E' provvisto di stadi separatori di ingresso in modo che ciascun dato di ingresso rappresenti un carico singolo. Nello stato logico zero ciascuna uscita dispone di un fan-out equivalente a 10 carichi. Nello stato logico 1, per facilitare la connessione fra gli ingressi inutilizzati e quelli utili, è previsto un fan-out equivalente a 10 carichi. La dissipazione tipica è di 170 mW. L'incapsulamento è del tipo DIL a 14 terminali.

Il monostabile FJK 101, che corrisponde alla versione internazionale 74121 N, è innescato in c.c., con possibilità di inibizione da fronte positivo o negativo abilitato in ingresso.

Sono fornite le due uscite complementari con fan-out 10 e capacità di pilotaggio di linee equivalente a un TTL. Il dispositivo è incapsulato in DIL a 14 terminali. (M 15/77)

● ● ●

Commutatori di misura

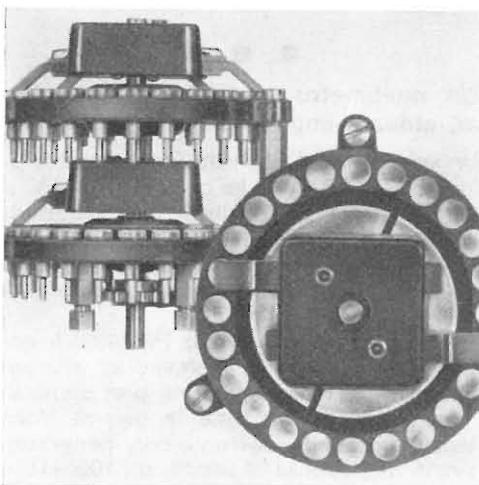
Nei circuiti di misura elettrici, soprattutto dove sono richieste delle resistenze di contatto molto basse, si usano ancora oggi le tradizionali spine, ma bisogna segnalare che ormai esistono commutatori che raggiungono e superano le qualità della spina e che sono di uso molto più semplice.

I commutatori della serie 7200 della TETTEX AG. di Zurigo sono stati costruiti per impiego nei ponti, potenziometri, invertitori e selezionatori multipli di punti di misura.

I dati tecnici di questi commutatori di particolare interesse sono:

— la resistenza di contatto di circa 0,3 mOhm con una variazione inferiore a 0,003 mOhm;
— la corrente massima commutabile di 20 A;
— la tensione massima commutabile di 1000 V in alternata e continua;
— la forza termoelettrica del commutatore inferiore a 2×10^{-8} V, che ne permette l'uso nel campo delle bassissime tensioni.

Per mantenere queste elevate caratteristiche è sufficiente una semplice pulizia dei contatti con un solvente ogni tre anni circa e la lubrificazione degli stessi con un grasso neutro.

Questi commutatori a 24 posizioni per piano e con una o due spazzole di contatto, possono essere montati uno sopra l'altro fino a un numero massimo di 8 piani, ciascuno alto 39 mm, e manovrati

con una unica manopola. Il passo da contatto a contatto può essere 15° o 30°. Con la suddivisione di 30° un contatto viene escluso realizzando un commutatore intermittente.

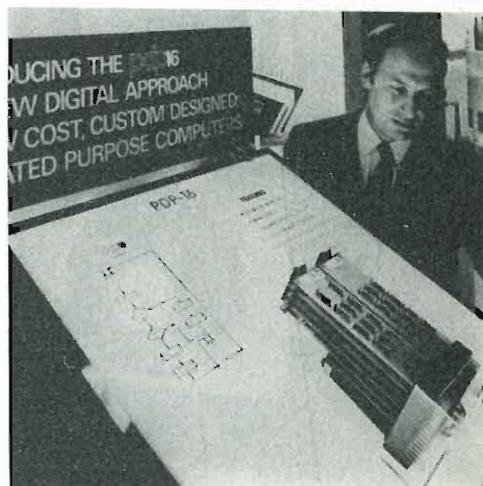
● ● ●

Automazione anche per le piccolissime aziende coi Sistemi Elaborativi Funzionali a « Chartware » annunciati all'IIEE Show dalla DEC

New York - Alla giornata di apertura dell'IIEE Show — mostra di quattro giorni organizzata annualmente dall'Institute of Electrical and Electronic Engineers — la Digital Equipment Co. ha annunciato un'originale famiglia di sistemi elaborativi a bassissimo costo: i « Functional Computers » PDP-16.

A partire da soli 800 dollari, infatti, l'utente dopo aver indicato alla DEC la lista delle operazioni (« chartware ») che desidera aver svolte dal computer, può avere il sistema elaborativo esattamente dimensionato/gradualizzato ai suoi bisogni di trattamento/raccolta dati e alle sue peculiari necessità di automatizzazione di minuscoli apparati, impianti e complessi produttivi.

Maggio '71 - La Società americana Digital Equipment Corp., con stabilimenti negli Stati Uniti, in Canada e in Inghilterra, fondata nel '57 da due ricercatori del Massachusetts Institute of Technology, ha raggiunto in poco più di un decennio la 2ª posizione — come numero di sistemi venduti (più di 11.000) — nel settore degli elaboratori; ed è considerata quella adottante nei propri sistemi di calcolo le soluzioni e le filosofie costruttive di maggior avanguardia.

I Sistemi Elaborativi Funzionali a «Chartware» PDP-16 saranno disponibili in Italia dal giugno '71 e permetteranno non solo alle società elettroniche « di punta » ma anche alle più piccole aziende italiane di usufrurie ad un costo eccezionalmente contenuto di ausili computerizzati con hardware/software (parte costruttiva/parte programmi) realizzati a « custom design » (su stretta misura esigenze utente).

Definizione dei termini di TVC usati nella letteratura tedesca

(continuazione da n. 7 luglio 1971)

a cura di A. Nicolich

R

Reduktionsfaktoren (= Fattori di riduzione).
Coefficienti con i quali si riducono i segnali differenze di colore nella modulazione in quadratura, per non permettere al sovraccarico del trasmettitore di divenire eccessivamente grande; il segnale di crominanza, nel segnale totale, con cui si modula la portante di colore, viene sovrapposto al segnale di luminanza. I fattori di riduzione hanno i seguenti valori:
per il segnale differenza di colore (R—Y)

$$\frac{1}{1,14} \cong 0,88 \text{ e}$$

per il segnale differenza di colore (B—Y)

$$\frac{1}{2,03} \cong 0,49.$$

Reduzierte Farb Differenzsignale (= Segnali differenze di colore ridotti).
Segnali differenze di colori moltiplicati per i fattori di riduzione.

Reelle Farbvalenz (= Valenza reale di colore).
Un colore avente una tinta, le cui coordinate di cromaticità giacciono, nella tavola delle tinte, entro la superficie delimitata dalla curva di colori spettrali e dalla linea dei colori porpora (superficie di cromaticità).

Reelle Primärvalenz (= Valenza reale primaria).
Una delle tre valenze primarie formanti un tripletto, alla quale appartiene una tinta, che si vuole rappresentare. Questa è una tinta, le cui coordinate giacciono nella superficie di cromaticità (delle tinte).

Referenz Oszillator (= oscillatore di riferimento).
Oscillatore per mezzo del quale si ricava la portante di colore nei ricevitori di TVC. E' necessario per i sistemi di TVC nei quali la portante di colore viene trasmessa solo come burst.

Referenzträger (= Portante di riferimento).
Nei ricevitori di TVC, la subportante di colore reinserita sfruttando il burst come tensione alternativa con la fase di riferimento.

Rekompatibilität (= Ricompatibilità).
Nell'ambito della TV a colori: la possibilità di riprodurre con un ricevitore di TV a colori, le emissioni di TV in bianco-nero (naturalmente in bianco e nero).

RE - Phosphor (= Fosforo TR).
Sostanza luminescente composta di terre rare. TR è l'abbreviazione di *T*erre *R*are (In tedesco: Rare Erden, quindi RE).

Rotsignal (= Segnale rosso).
Segnale di colore primario corrispondente alla componente rossa del punto immagine da trasmettere, riguardo alla crominanza e luminanza.

Rotstatik (= Statica del rosso).
Correzione della convergenza statica del pennello elettronico associato ai punti del fosforo rosso da illuminare, mediante regolazione del relativo magnete del sistema di convergenza.

Rotstrahl (= Pennello elettronico rosso).
Pennello elettronico associato ai punti del fosforo, che si devono illuminare in rosso, mediante eccitazione esercitata dal pennello stesso.

Rotsystem (= Sistema rosso).
Proiettore per il pennello elettronico associato ai punti del fosforo, che devono illuminarsi in rosso, dello schermo di immagine del cinescopio tricromico.

S

Sättigung (= Saturazione).
Nell'ambito della TV a colori: denominazione abbreviata del grado di saturazione dei colori.

Schattenmaske (= Maschera d'ombra).
Maschera forata o anche maschera a griglia.

Schattenmaskenröhre (= tubo di immagine a maschera d'ombra).
Altra denominazione del cinescopio tricromico a maschera forata, talvolta anche del Cromatron a tre pennelli elettronici.

Schmalband - Farbart - Achse (= Asse di crominanza a banda stretta). Altra definizione dell'asse Q.

Schwarzpegel (= livello del nero).
Livello corrispondente all'altezza del segnale video nero (0,7 del livello del sincro).

Schwarzwert (= Valore del nero).
Livello del nero.

Sécam (= Sécam).
Abbreviazione di Sequentielle a mémoire (linee alternate nel tempo con memorizzazione).

Sécam Farbefernseh - Verfahren (= Sistema di TVC Sécam).
Variante notevole del sistema NTSC. Con il Sécam viene trasmesso alternativamente di riga in riga, secondo la sequenza, solo uno dei due segnali, che caratterizzano una cromaticità.
Si ricava l'informazione cromatica necessaria per la riproduzione dei colori, combinando le sequenze dei segnali di due righe adiacenti trasmesse successivamente. Bisogna ritardare di un periodo di riga una sequenza di segnali della riga attualmente trasmessa.
Con il Sécam non si impiega la modulazione in quadratura, ma ciascuna delle due componenti insieme appartenenti al segnale di crominanza, modula singolarmente la frequenza portante del segnale di colore. Analogamente a quanto avviene con il sistema PAL vengono eliminati gli errori di fase dovuti alla trasmissione che influiscono sulla riproduzione dei colori. Tuttavia con il sistema Sécam si trasmette nell'unità di tempo solo la metà dell'informazione di crominanza; che viene trasmessa con i sistemi PAL e NTSC.

Séquentielle Farbefernseh - Verfahren (= Sistemi sequenziali di TVC).
Sistemi di TV a colori nei quali il segnale di crominanza non viene trasmesso come un intero, ma secondo componenti alternantisi.
Il sistema sequenziale più semplice si basa sul principio di trasmettere successivamente un'immagine rossa, un'im-

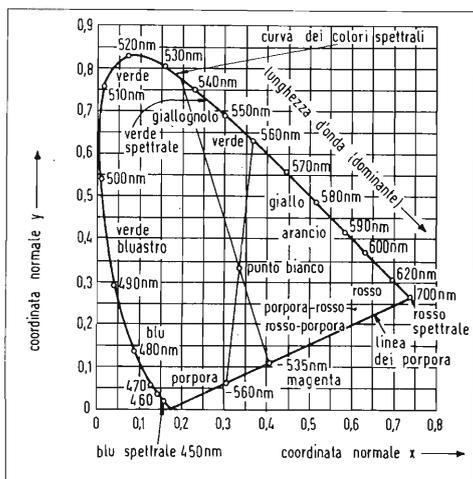
magine verde e una blu. Sequenziale significa svolgentesi in successione. Il sistema Sécam è sequenziale in quanto le due componenti del segnale di crominanza vengono trasmesse alternativamente.

Shadow Mask Tube (= Tubo a maschera d'ombra).
Cinescopio a maschera forata per TVC.

Shuntröhre (= Tubo in derivazione).
Altra denominazione (raramente usata) del tubo regolatore ballast.

Simple PAL Verfahren (= Sistema PAL semplice).
Variante semplificata del sistema PAL e che riguarda il ricevitore.

Simultane Farbfernseh - Verfahren (= Sistemi di TVC simultanei).
Sistemi di TV a colori nei quali le componenti del segnale di crominanza vengono trasmesse contemporaneamente ossia insieme. Ad essi appartengono i sistemi NTSC e PAL. Simultaneo significa contemporaneo.

Spektralfarbe (= Colori spettrali); *Spektralfarbart* (= Cromaticità spettrale).

a) Ogni colorazione di un raggio luminoso monocromatico.

b) Una delle tre tinte:

Tinta	Coordinate di colore
Spettrale blu	x = 0,15; y = 0,05
Spettrale verde	x = 0,27; y = 0,73
Spettrale rosso	x = 0,735; y = 0,265

Tinta	Lunghezza d'onda
Spettrale blu	435,8 nm
Spettrale verde	546,1 nm
Spettrale rosso	700,0 nm

Spektralfarbenzug (= Curva dei colori spettrali).
Nel diagramma dei colori, la linea sulla quale giacciono le coordinate di tutti i colori spettrali e i cui estremi coincidono con i punti estremi della linea dei colori porpora.

Spektralverkämmung (= Ripartizione spettrale).
Suddivisione di frequenze, distribuzione di bande di frequenza.

Sektren der signale (= Spettri dei segnali).
Gli spettri effettivamente incidenti del segnale video di luminanza e del segnale di crominanza sono spettri distribuiti con raggruppamenti determinati. Si collocano i « pacchetti » del segnale di crominanza fra i pacchetti del segnale video completo di luminanza (suddivisione delle frequenze, distribuzione delle bande di frequenza).

Spektren - Grenzlinien (= Linee limiti degli spettri).
Linee contorni, che rappresentano i limiti relativi in funzione della frequenza delle tensioni di segnale. Questi profili sono costituiti da spezzate di rette. Su di esse si basano su scale lineari di misura delle frequenze e le scale lineari logaritmiche; (in dB) di misura delle tensioni. Ci sono linee limiti spettrali per il segnale video completo, per il segnale di crominanza; per i segnali dei colori primari, per le componenti che modulano la portante di colore del segnale di crominanza primario e per il segnale emesso dal trasmettitore.

Spitzenweisspegel (= Livello del massimo bianco).
Livello zero con la modulazione negativa (Modulazione più alta possibile nel senso della massima luminosità).

Statische Konvergenz - Korrektur (= Correzione della convergenza statica).
Regolazione della convergenza al centro dello schermo di immagine, fatta con i magneti del sistema radiale di convergenza e aggiustaggio del magnete laterale del blu.

Stilb (= Stilb).
Unità di luminosità: 1 stilb è la luminosità di una superficie della grandezza apparente di 1 cm^2 e dell'intensità luminosa di 1 candela (1 cd).

Strahlsystem (= Proiettore elettronico).
In ogni tubo a raggi elettronici, la parte in cui si genera il fascio elettronico; costituita dal catodo, dall'elettrodo di controllo (griglia, o scudo, o Wehnelt), dalla griglia schermo, dall'elettrodo di focalizzazione, dall'anodo e dall'elettrodo freno.

Subtraktive Farbmischung (=Sintesi sottrattiva dei colori).
Mescolazione sottrattiva dei colori.

Synchron - Demodulator (= Demodulatore sincrono).
Demodulatore di un segnale RF con portante soppressa, dove a questo segnale viene aggiunta, prima della demodulazione vera e propria, la portante non solo in sincronismo, ma anche nella giusta fase.

Synchronpegel (= Livello del sincro).
Livello più alto possibile, con modulazione negativa, associato ai valori di cresta degli impulsi di sincronismo.

Synchronwert (= Valore del sincro).
Livello del sincro.

Systematische Deckungsfehler (= Errori sistematici di convergenza).
Errori di ricoprimento (convergénza), che si manifestano nei cinescopi di TVC a tre pennelli, perché i tre proiettori elettronici sono disposti attorno all'asse centrale del cinescopio, ovvero nel suo intorno. *Systematische Konvergenz Fehler* (= Errori sistematici di convergenza). Altra denominazione degli errori sistematici di ricoprimento.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI**

**ATES COMPONENTI ELETTRONICI
S.p.A. - Milano**
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale
ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse

**Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)**
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

**Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562**

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

**SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI**
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

**BOSCH Impianti
centralizzati d'antenna Radio TV**

VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

**NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano**
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

**APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI**

**COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE**

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mpianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

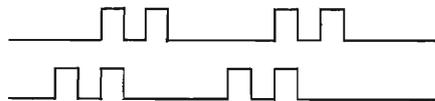
STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

PM 3231
15 MHz: 10mV
5 MHz: 1mV

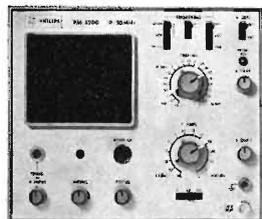
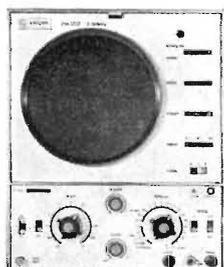
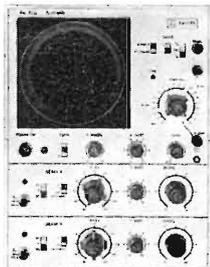
Oscilloscopio Philips PM 3231

maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.
Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.
Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.
Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.
Perchè due raggi? Perchè sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.
La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati errati perchè può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.
Ad esempio: portate questo stesso segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:

un fatto facilmente dimostrabile.
Perchè le linee di ritardo? Perchè sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.
Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali. La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.
Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Per più dettagliate informazioni, rivolgeteVi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

Alcuni degli imbattibili Philips della gamma 0-15 MHz

PM 3200
10 MHz : 2 mV
Portatile

PM 3221
10 MHz : 10 mV
Linea di ritardo

PM 3230
10 MHz : 20 mV
Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

Alpha

STEREO HEADPHONES

RIGHT

Mod. SH - 650

Cuffia stereo extra leggera indicata per le sue buone prestazioni e bassissimo costo. Consigliata in congiunzione di un impianto hi-fi, o registratore, o apparecchio radio, o ricevitore TV; o come mezzo d'ascolto indiiduale in scuole lingue, discoteche, biblioteche, ecc.

CARATTERISTICHE:

Risposta di frequenza: 20÷12000 Hz
Massima uscita: 20 mW
Impedenza: 8-16 Ohm
Sensibilità: 110 dB a 1000 Hz
Connessione: Cordone da 2 metri con spinotto Tripolare
Peso: 290 grammi

prezzo speciale

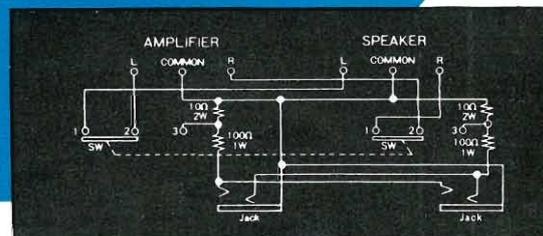
L. 4.500

AMPLIFIER
L COMMON R
SPEAKER
L COMMON R
10Ω 2W
100Ω 1W
SW
Jack

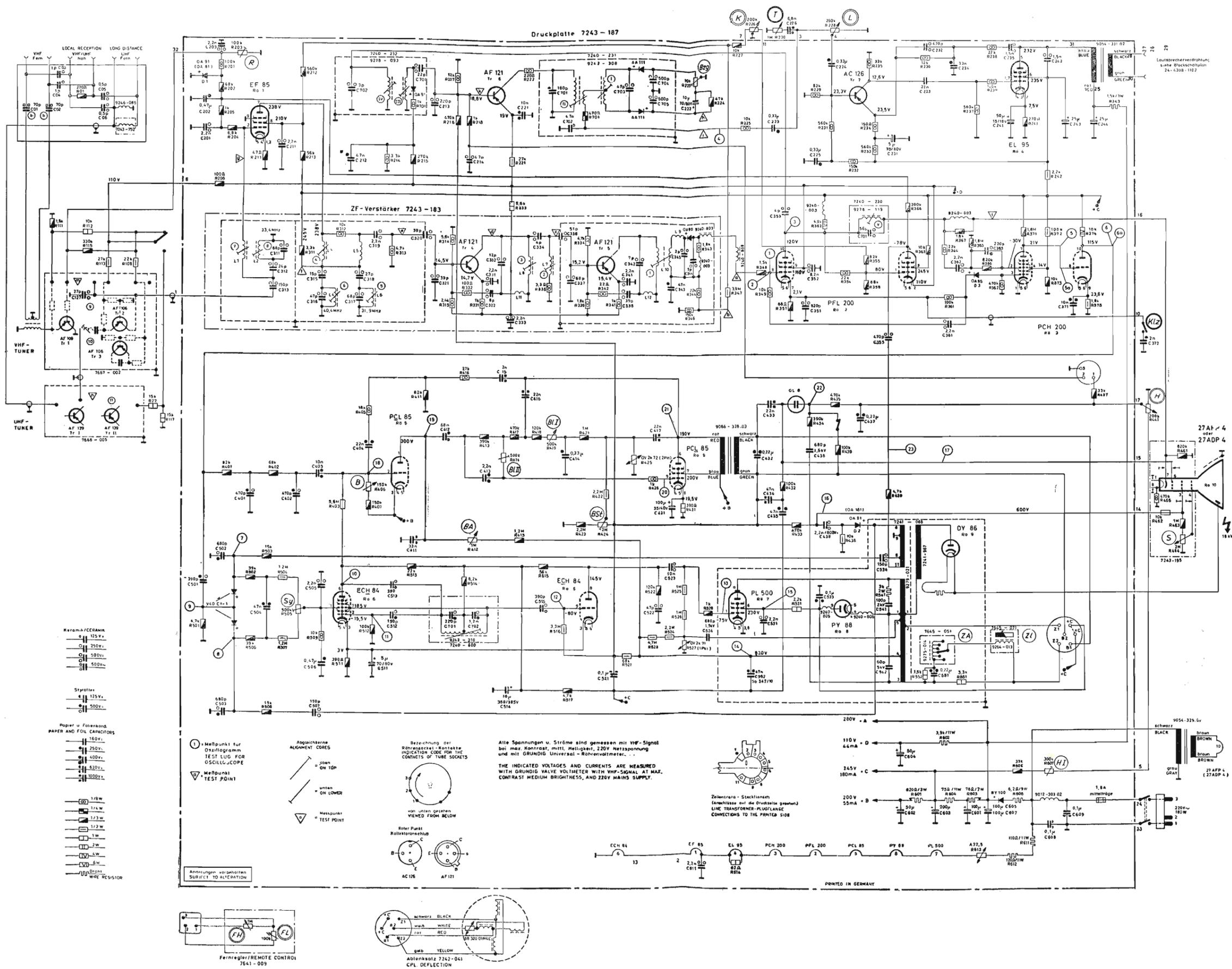
Mod. OB - 101

COMMUTATORE ALTOPARLANTE - CUFFIE

Quest'accessorio permette di usare una o due cuffie hi-fi stereo a bassa impedenza con amplificatori sprovvisti degli appositi attacchi. Con il OB-101 si può commutare l'amplificatore sugli altoparlanti o sulle cuffie. E' provvisto internamente di resistenze di protezione della cuffia e dell'amplificatore.

L. 3.500

LARIR International s.p.a. 20129 MILANO - Viale Premuda 38/A - 795.762 - 795.763 - 780.730

Archivio schemi

TV mod. K460

Schema elettrico del ricevitore di TV grundig mod. K 460